

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONCEPÇÃO, ANÁLISE E PROJETO DE SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO  
EM CORRENTE CONTÍNUA DE ALTO DESEMPENHO  
COM ALTAS FREQUÊNCIA E POTÊNCIA

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ LUIZ DE FREITAS VIEIRA

FLORIANÓPOLIS - MARÇO DE 1993

CONCEPÇÃO, ANÁLISE E PROJETO DE SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO  
EM CORRENTE CONTÍNUA DE ALTO DESEMPENHO  
COM ALTAS FREQUÊNCIA E POTÊNCIA

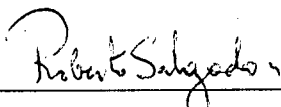
JOSÉ LUIZ DE FREITAS VIEIRA

ESTA TESE FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA,  
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA NA SUA FORMA FINAL, PELO CURSO  
DE PÓS-GRADUAÇÃO DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



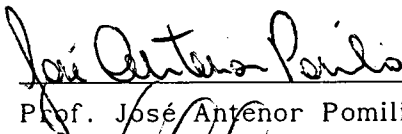
Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



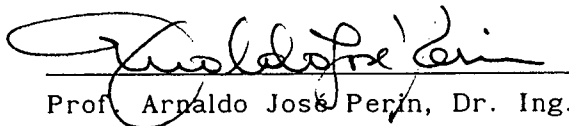
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



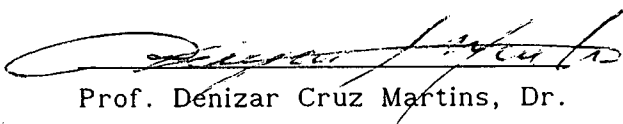
Prof. José Antenor Pomilio, Ph.D.



Prof. Hélio Leães Hey, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

À Deus que sempre renova  
minhas forças.

À minha esposa Sonia,  
à minha filha Ligia e  
ao meu filho Vitor.

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, por ter me concedido a oportunidade de realizar este trabalho sob sua orientação. Por sua orientação segura e objetiva, pela amizade e pelo acompanhamento constante dispensado durante a realização deste trabalho.

Aos Profs. do LAMEP, pela amizade e contribuições dadas no decorrer deste trabalho. Em especial ao Prof. Arnaldo José Perim pela atenção e estímulo dispensados.

Ao Prof. Wilson Aragão Filho, pelas contribuições dadas na revisão deste trabalho.

Aos meus colegas e amigos do LAMEP, pelo companheirismo e questionamentos enriquecedores levantados durante a realização deste trabalho.

Aos técnicos do LAMEP, pela boa vontade e profissionalismo na realização dos trabalhos solicitados.

Às secretárias do LAMEP, pela atenção e presteza dispensadas.

À Universidade Federal do Espírito Santo e a CAPES, pelo apoio financeiro.

A minha família, pelo estímulo que sempre demonstraram.

A todas as pessoas que contribuíram para a realização deste trabalho.

## SUMÁRIO

SIMBOLOGIA - .....	xii
RESUMO - .....	xvi
ABSTRACT - .....	xvii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO .....	001
CAPÍTULO II - CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTACÃO SOB CORRENTE NULA	
2.1 - Introdução .....	011
2.2 - Circuito Proposto e Princípio de Funcionamento .....	012
2.3 - Análise Quantitativa .....	014
2.3.1 - 1ª etapa - ressonante .....	014
2.3.2 - 2ª etapa - roda livre .....	017
2.4 - Plano de Fase do Conversor .....	018
2.5 - Definição das Faixas de Operação .....	019
2.5.1 - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento .....	020
2.5.2 - Limites Sobre a Tensão de Saída .....	021
2.6 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico .....	022
2.7 - Determinação da Potência Média de Saída .....	024
2.8 - Ábacos para Projeto .....	025
2.9 - Metodologia e Exemplo de Projeto .....	026
2.10 - Resultados de Simulação .....	029
2.11 - Resultados Experimentais .....	030
2.12 - Conclusão .....	034
CAPÍTULO III - CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DE TENSÃO, CONTROLE PWM E COMUTACÃO SOB CORRENTE NULA	
3.1 - Introdução .....	035
3.2 - Circuito Proposto e Princípio de Funcionamento .....	037

3.3 - Análise Quantitativa .....	038
3.3.1 - 1ª etapa - ressonante .....	038
3.3.2 - 2ª etapa - linear .....	041
3.3.3 - 3ª etapa - ressonante .....	042
3.3.4 - 4ª etapa - roda livre .....	044
3.4 - Plano de Fase do Conversor .....	045
3.5 - Controle da Potência Transferida Para a Carga .....	046
3.6 - Definição das Faixas de Operação .....	046
3.6.1 - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento .....	046
3.6.2 - Limites Sobre a Tensão de Saída .....	047
3.7 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico .....	048
3.8 - Ábacos para Projeto .....	051
3.9 - Metodologia e Exemplo de Projeto .....	056
3.10 - Resultados de Simulação .....	060
3.11 - Resultados Experimentais .....	061
3.12 - Conclusão .....	064

#### **CAPÍTULO IV - CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTACÃO SOB TENSÃO NULA**

4.1 - Introdução .....	065
4.2 - Circuito Proposto .....	066
4.3 - Definição dos Modos de Operação .....	066
4.4 - Operação no Modo Contínuo I .....	067
4.4.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	067
4.4.2 - Análise Quantitativa .....	068
4.4.3 - Plano de Fase do Conversor .....	073
4.4.4 - Definição das Faixas de Operação .....	073
4.4.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico ..	076
4.5 - Operação no Modo Contínuo II .....	079
4.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	079
4.5.2 - Análise Quantitativa .....	080
4.5.3 - Plano de Fase do Conversor .....	085
4.5.4 - Definição das Faixas de Operação .....	085
4.5.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico ..	087
4.6 - Operação no Modo Contínuo III .....	090
4.6.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	090

4.6.2 - Análise Quantitativa .....	091
4.6.3 - Plano de Fase do Conversor .....	095
4.6.4 - Definição das Faixas de Operação .....	096
4.6.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico ..	097
4.7 - Curvas Delimitadoras Entre os Modos de Operação .....	099
4.8 - Características de Saída do Conversor .....	099
4.9 - Verificação por Simulação .....	100
4.10 - Conclusão .....	102

## CAPÍTULO V - CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, CONTROLE PWM E COMUTACÃO SOB TENSÃO NULA

5.1 - Introdução .....	103
5.2 - Circuito Proposto .....	104
5.3 - Definição dos Modos de Operação .....	104
5.4 - Operação no Modo Contínuo I .....	105
5.4.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	105
5.4.2 - Análise Quantitativa .....	108
5.4.3 - Plano de Fase do Conversor .....	109
5.4.4 - Definição das Faixas de Operação .....	110
5.4.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico ..	112
5.5 - Operação no Modo Contínuo II .....	115
5.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	115
5.5.2 - Análise Quantitativa .....	119
5.5.3 - Plano de Fase do Conversor .....	121
5.5.4 - Definição das Faixas de Operação .....	122
5.5.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico ..	125
5.6 - Operação no Modo Contínuo III .....	129
5.6.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	129
5.6.2 - Análise Quantitativa .....	132
5.6.3 - Plano de Fase do Conversor .....	134
5.6.4 - Definição das Faixas de Operação .....	134
5.6.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico ..	136
5.7 - Curvas Delimitadoras entre os Modos de Operação .....	139
5.8. - Ábacos para Projetos .....	140
5.9 - Simulação do Conversor no Modo Contínuo I .....	143
5.10 - Conclusão .....	145



## CAPÍTULO VI - CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

6.1 - Introdução .....	146
6.2 - Circuito Proposto .....	147
6.3 - Definição das Regiões de Operação .....	147
6.4 - Operação na Região I .....	148
6.4.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	148
6.4.2 - Análise Quantitativa .....	152
6.4.3 - Plano de Fase do Conversor na Região I .....	162
6.4.4 - Definição das Faixas de Operação .....	162
6.4.5 - Determinação das Tensões e Correntes Médias, Eficazes e das Correntes de Pico .....	164
6.5 - Operação na Região II .....	167
6.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	167
6.5.2 - Análise Quantitativa .....	171
6.5.3 - Plano de Fase do Conversor na Região II .....	175
6.5.4 - Definição das Faixas de Operação .....	176
6.5.5 - Determinação das Tensões e Correntes Médias, Eficazes e das Correntes de Pico .....	177
6.6 - Operação na Região III.....	180
6.6.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação .....	180
6.6.2 - Análise Quantitativa .....	184
6.6.3 - Comparação entre a Operação na Região II e III .....	187
6.6.4 - Determinação das Correntes Média e Eficaz nas Chaves ..	188
6.6.5 - Plano de Fase do Conversor na Região III .....	189
6.7 - Definição da Faixa de Operação do Conversor .....	189
6.8 - Características de Saída .....	190
6.9 - Verificação por Simulação .....	191
6.9.1 - Definição das Variáveis de Base .....	191
6.9.2 - Simulação do Conversor na Região I .....	192
6.9.3 - Simulação do Conversor na Região II .....	192
6.9.4 - Simulação do Conversor na Região III .....	194
6.10 - Conclusão.....	197

## CAPÍTULO VII - UNIDADE RETIFICADORA DE 25A/48V DE ALTO DESEMPENHO

7.1 - Introdução .....	198
7.2 - Estágio de Entrada .....	199
7.3 - Conversor CC-CC de Alto Desempenho .....	201
7.3.1 - Princípio de Operação .....	204
7.3.2 - Etapas de Operação .....	205
7.3.3 - Análise Quantitativa .....	206
7.3.4 - Procedimento e Exemplo de Projeto .....	211
7.3.5 - Circuito de Controle .....	226
7.4 - Resultados Experimentais .....	228
7.5 - Conclusão .....	232

## CAPÍTULO VIII - CONVERSOR EM PONTE COMPLETA COM CONTROLE PWM E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA

8.1 - Introdução .....	234
8.2 - Estrutura Proposta .....	235
8.3 - Princípio de Operação .....	236
8.4 - Etapas de Operação e Formas de Onda .....	237
8.5 - Análise Quantitativa .....	242
8.5.1 - Característica de Saída .....	242
8.5.2 - Comutação .....	245
8.6 - Modelização do Conversor .....	246
8.7 - Função de Transferência .....	247
8.8 - Procedimento e Exemplo de Projeto .....	248
8.9 - Resultados Experimentais .....	254
8.10 - Conclusão .....	258

## CAPÍTULO IX - FONTE DE ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE CONTÍNUA DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM CONTROLE PWM E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

9.1 - Introdução .....	260
9.2 - Estrutura Proposta .....	261
9.3 - Princípio de Operação .....	262

9.4 - Análise Quantitativa .....	262
9.4.1 - Característica de Saída .....	262
9.4.2 - Comutação .....	265
9.5 - Procedimento e Exemplo de Projeto .....	265
9.6 - Resultados Experimentais .....	267
9.7 - Conclusão .....	273
CONCLUSÃO GERAL .....	274
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	277
APÊNDICE A .....	282
APÊNDICE B .....	286

## SIMBOLOGIA

$A_e$  - Área efetiva da perna central do núcleo  
 $A_w$  - Área da janela do núcleo com carretel  
 $B_{max}$  - Máxima densidade de fluxo magnético  
 $C_1, C_2, C_3$  e  $C_4$  - Capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs  
 $C_{b_n}$  - Capacitores de bloqueio  
 $C_{cg}$  - Capacitor de grampeamento  
 $C_d$  - Capacitância dos diodos retificadores de saída  
 $C_f$  - Capacitância do filtro de entrada  
 $C_{iss}$  - Capacitância de entrada equivalente do MOSFET  
 $C_o$  - Capacitância do filtro de saída  
 $C_{oss}$  - Capacitância de saída equivalente do MOSFET  
 $C_r$  - Capacitância de ressonância  
 $C_T$  - Capacitância parasita vista do primário do transformador  
 $D$  - Razão cíclica  
 $D_{cg}$  - Diodo de Grampeamento  
 $D_n$  - Diodos  
 $D_s(max)$  - Razão cíclica efetiva máxima no secundário do transformador  
 $E$  - Tensão média de saída referida ao primário do transformador  
 $f_c$  - Frequência de corte do filtro de entrada  
 $f_L$  - Frequência da rede de alimentação  
 $f_o$  - Frequência de ressonância  
 $f_{ob}$  - Frequência de ressonância de base  
 $f_s$  - Frequência de chaveamento  
 $\bar{I}$  - Corrente normalizada  
 $I_b$  - Corrente de base  
 $I_c$  - Corrente média entregue aos capacitores do barramento CC  
 $I_{ch}$  - Corrente na chave semicondutora  
 $ID_{ef}$  - Corrente eficaz do MOSFET  
 $ID_{pk}$  - Corrente de pico repetitiva do MOSFET  
 $I_{ef}$  - Corrente eficaz  
 $I_F$  - Corrente direta do diodo  
 $I_{Fpk}$  - Corrente de pico repetitiva do diodo  
 $I_{L1p}$  - Corrente de pico no indutor  $L_1$   
 $I_{L2p}$  - Corrente de pico no indutor  $L_2$   
 $i_{Lr}$  - Corrente no indutor ressonante

$I_o$  - Corrente média de saída  
 $I_o'$  - Corrente média de saída referida ao primário do transformador  
 $I_{pk}$  - Corrente de pico  
 $J_{max}$  - Máxima densidade de corrente  
 $K_E$  - Coeficiente de perdas por correntes parasitas  
 $K_H$  - Coeficiente de perdas por histerese  
 $K_p$  - Fator de utilização do primário  
 $K_u$  - Fator de utilização do núcleo  
 $K_t$  - Fator de topologia  
 $K_w$  - Fator de enrolamento  
 $L_1$  e  $L_2$  - Indutores auxiliares de comutação  
 $L_f$  - Indutância do filtro de entrada  
 $l_g$  - Entreferro do núcleo  
 $L_{lk}$  - Indutância de dispersão do transformador  
 $L_m$  - Indutância de magnetização do transformador  
 $L_o$  - Indutância do filtro de saída  
 $L_r$  - Indutância de ressonância  
 $L_{ra}$  - Indutância de ressonância efetiva  
 $L_s$  - Indutor série  
 $l_t$  - Comprimento médio de uma espira  
 $n$  - Relação de transformação  
 $N$  - Número de espiras do indutor  
 $n_f$  - Número de fios associados em paralelo  
 $NF$  - Contato de relé normalmente fechado  
 $N_p$  - Número de espiras do primário do transformador  
 $N_s$  - Número de espiras do secundário do transformador  
 $P$  - Potência dissipada nas chaves semicondutoras  
 $P_{cg}$  - Potência dissipada no circuito de grampeamento  
 $P_{cu}$  - Perdas no cobre  
 $P_D$  - Potência dissipada no MOSFET  
 $P_{in}$  - Potência de entrada no barramento CC  
 $P_n$  - Perdas no núcleo  
 $P_o$  - Potência média de saída  
 $P_t$  - Total de perdas no núcleo  
 $q$  - Ganho estático de tensão  
 $Q$  - Fator de qualidade  
 $R_c$  - Resistência por unidade de comprimento  
 $R_{cg}$  - Resistor de grampeamento

$R_{d_n}$  - Resitores de amortecimento  
 $R_{DS_{on}}$  - Resistência de condução do MOSFET  
 $R_{eq}$  - Resistência equivalente do conversor  
 $\bar{r}_n$  - Raios de trajetórias  
 $R_o$  - Resistência de carga  
 $R_{SE}$  - Resistência série equivalente do capacitor  
 $R_t$  - Resistência térmica do núcleo para convecção natural  
 $R_{\theta sa}$  - Resistência térmica dos dissipadores  
 $R_{\theta jc}$  - Resistência térmica entre a junção e o encapsulamento  
 $R_{\theta cs}$  - Resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador  
 $S_f$  - Área da secção transversal do fio  
 $S_n$  - Chaves semicondutoras  
 $S_{Ts}$  - Área total de fios no secundário do transformador  
 $t_f$  - Tempo de bloqueio da chave semicondutora  
 $T_n$  - Transistores de potência (MOSFETs)  
 $t_r$  - Tempo de entrada em condução da chave semicondutora  
 $t_{rr}$  - Tempo de recuperação reversa do diodo  
 $T_s$  - Período de chaveamento  
 $\bar{V}$  - Tensão normalizada  
 $V_{AB}$  - Tensão entre os pontos médios do conversor  
 $V_b$  - Tensão de base  
 $V_c$  - Tensão média sobre os capacitores do barramento CC  
 $V_{cg}$  - Tensão de grampeamento  
 $V_{ch}$  - Tensão na chave semicondutora  
 $v_{Cr}$  - Tensão no capacitor ressonante  
 $V_{DS}$  - Tensão "Drain-Source" do MOSFET  
 $V_F$  - Tensão de condução do diodo  
 $V_{in}$  - Tensão média do barramento CC  
 $V_n$  - Volume do núcleo  
 $V_o$  - Tensão média de saída  
 $V_p$  - Tensão de pico da rede de alimentação  
 $V_R$  - Tensão reversa do diodo  
 $V_s$  - Tensão de alimentação CC  
 $V_{sc(max)}$  - Máxima tensão no secundário do transformador  
 $\omega$  - Frequência angular da rede de alimentação  
 $\omega_f$  - Frequência angular ressonante do filtro de saída  
 $\omega_i$  - Frequência angular de ressonância do filtro de entrada  
 $\omega_o$  - Frequência angular de ressonância

$\omega_{ob}$  - Frequência angular de ressonância de base  
 $\omega_{pi}$  - Frequência angular devido a  $R_{eq}$  do conversor  
 $\omega_z$  - Frequência angular devido a RSE do capacitor de saída  
 $|Z_1|$  - Centro da trajetória do plano de fase  
 $Z_c$  - Raio da trajetória do plano de fase  
 $Z_i$  - Impedância do filtro de entrada  
 $Z_o$  - Impedância característica  
 $Z_{ob}$  - Impedância característica de base  
 $\Delta$  - Profundidade de penetração  
 $\Delta B_{max}$  - Excursão da densidade de fluxo máxima  
 $\Delta D$  - Redução de razão cíclica  
 $\Delta I_{Lo}$  - Variação da corrente no indutor  $L_o$   
 $\Delta t_c$  - Intervalo de tempo de comutação  
 $\Delta T_n$  - Elevação de temperatura no núcleo  
 $\Delta T_j$  - Excursão de temperatura da junção  
 $\Delta V_c(max)$  - Máxima queda de tensão nos capacitores de bloqueio  
 $\eta$  - Rendimento  
 $\mu_o$  - Permeabilidade magnética do ar  
 $\mu_r$  - Permeabilidade relativa  
 $\theta$  - Deslocamento angular da rede de alimentação

## RESUMO

Este trabalho apresenta várias topologias que foram geradas tendo como objetivo a obtenção de sistemas de alimentação em corrente contínua que proporcionem alta densidade de potência com alto rendimento, baixos "stresses" nos semicondutores e baixos níveis de interferência eletromagnética e de rádio frequência. Busca-se também, que o estágio de entrada destes sistemas apresente alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico.

É proposta, inicialmente, a interrupção do ciclo ressonante para os conversores ressonantes CC-CC. A primeira forma de interrupção é feita através do grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Entretanto, o controle da potência transferida para a carga ocorre pela variação da frequência de chaveamento.

Utilizando chaves semicondutoras auxiliares, uma outra forma de interrupção do ciclo ressonante é proposta, a qual é realizada no momento em que passa por zero a tensão no capacitor ressonante. Desta forma, o controle da potência transferida para a carga ocorre agora com frequência constante.

Seguindo uma outra linha, é proposta uma Unidade Retificadora de 25A/48V de alto desempenho. O estágio de conversão CC-CC utiliza o conversor em ponte completa com comutação sob tensão nula e controle "PWM". Neste caso, a ressonância é utilizada apenas no processo de comutação, não atuando na transferência de potência para a carga.

O conversor em ponte completa, com comutação sob tensão nula e controle "PWM", é também utilizado como estágio pré-regulador, de alto fator de potência.

Finalmente, propõe-se uma fonte de alimentação em corrente contínua, de alto fator de potência, com um único estágio de processamento de potência.



## ABSTRACT

This work deals with different topologies of converters which have been generated with the purpose of reaching power supplies which present high power density and efficiency, low stresses over the semiconductors, and low levels of electromagnetic and radio-frequency interferences. The input stage of these converters is also intended to show high power factor and low harmonic content.

Interruption of the resonant cycle is initially proposed for DC-DC resonant converters. A first way of interruption is performed by clamping the resonant capacitor voltage. However the power transfer is controlled by frequency modulation.

By means of auxiliary semiconductor switches another way of interruption of the resonant cycle is proposed. It is performed at the moment in which the voltage of the resonant capacitor reaches zero. Therefore the power transfer to the load is accomplished under constant switching frequency.

A Rectifier Unit of 25A/48V with high performance is differently proposed. The DC-DC stage uses a Full-Bridge Zero-Voltage-Switching PWM converter. In this case resonant just takes place in the commutation process, not acting in the power transfer to the load.

The Full-Bridge Zero-Voltage-Switching PWM converter is also used as a high power factor pre-regulator stage.

A high power factor single-stage power supply is proposed finally.

## C A P Í T U L O I

### INTRODUÇÃO

A crescente demanda por equipamentos de processamento de potência mais leves e menores, tem sido o principal motivo do aumento da frequência de operação destes equipamentos.

Entretanto, nos conversores com controle por modulação da largura de pulso ("PWM - Pulse-Width-Modulation"), a comutação pode proporcionar altas perdas e elevados "stresses" nos semicondutores. Nestes conversores, a frequência de chaveamento é limitada pela velocidade das chaves semicondutoras, uma vez que se os tempos de entrada em condução ("tr") e de bloqueio ("tf"), mostrados na Fig.1.1, não forem suficientemente pequenos, a potência dissipada nas chaves semicondutoras durante a comutação torna-se significativa.

Para se ter baixas perdas de comutação nos conversores PWM, a máxima frequência de chaveamento deve ser limitada [1]. Mesmo com semicondutores de potência rápidos, como os MOSFETs, a máxima frequência de chaveamento dos conversores PWM tem se situado na faixa entre 50 e 100 kHz.

As perdas de comutação nas chaves semicondutoras são obtidas pela equação (1.1).

$$P = K.V_{ch}.I_{ch}.f_s.(t_r + t_f) \quad (1.1)$$

onde:  $K = 0,5$  para as formas de onda de  $V_{ch}$  e  $I_{ch}$  da Fig.1.1.

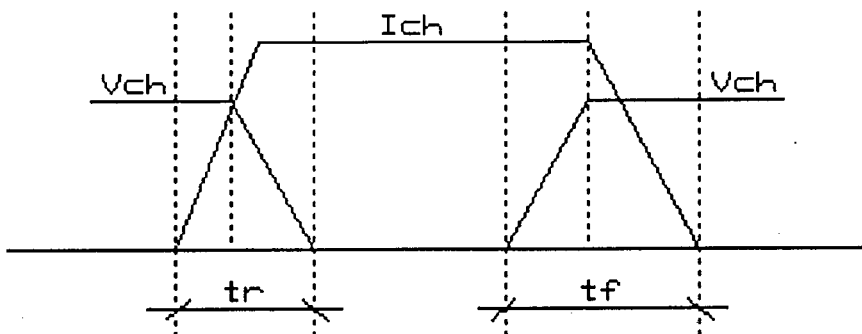


Fig.1.1 - Formas de onda PWM de tensão e corrente na chave semicondutora.

Além das perdas de comutação, os dois outros problemas que limitam a elevação da frequência de operação dos conversores PWM são: as sobretenções no bloqueio das chaves semicondutoras devido às indutâncias parasitas e o elevado  $di/dt$ , na entrada em condução, provocado pela descarga do capacitor intrínseco das chaves semicondutoras.

De acordo com a equação (1.1), as perdas de comutação podem ser praticamente eliminadas, pela redução da tensão ou corrente para zero, durante a comutação. Duas técnicas podem ser utilizadas [2]: comutação sob corrente nula ("ZCS - Zero-Current-Switching") e comutação sob tensão nula ("ZVS - Zero-Voltage Switching").

Os conversores ressonantes CC-CC com comutação sob corrente ou tensão nula, têm sido largamente utilizados para operação em altas frequências de chaveamento, por proporcionarem baixas perdas e baixos "stresses" de comutação, baixos  $dv/dt$  e  $di/dt$  e baixos níveis de interferência eletromagnética e de rádio frequência.

As topologias básicas para um conversor ressonante CC-CC são geradas quando a carga é considerada: uma fonte de tensão contínua associada a uma ponte de diodos em série com o indutor ressonante, ou uma fonte de corrente contínua associada a uma ponte de diodos em paralelo com o capacitor ressonante. As quatro combinações possíveis são mostradas na Fig.1.2. Em aplicações onde a carga necessita de isolamento, um transformador pode ser inserido no circuito.

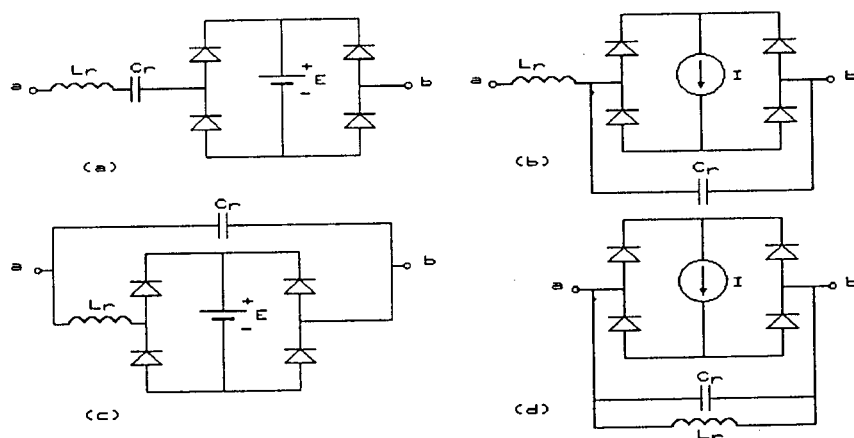


Fig.1.2 - Topologias básicas definidas pela carga para um conversor ressonante CC-CC.

A família de conversores ressonantes CC-CC alimentados por tensão é mostrada na Fig.1.3 e a família de conversores ressonante CC-CC alimentados por corrente é mostrada na Fig.1.4 [1].

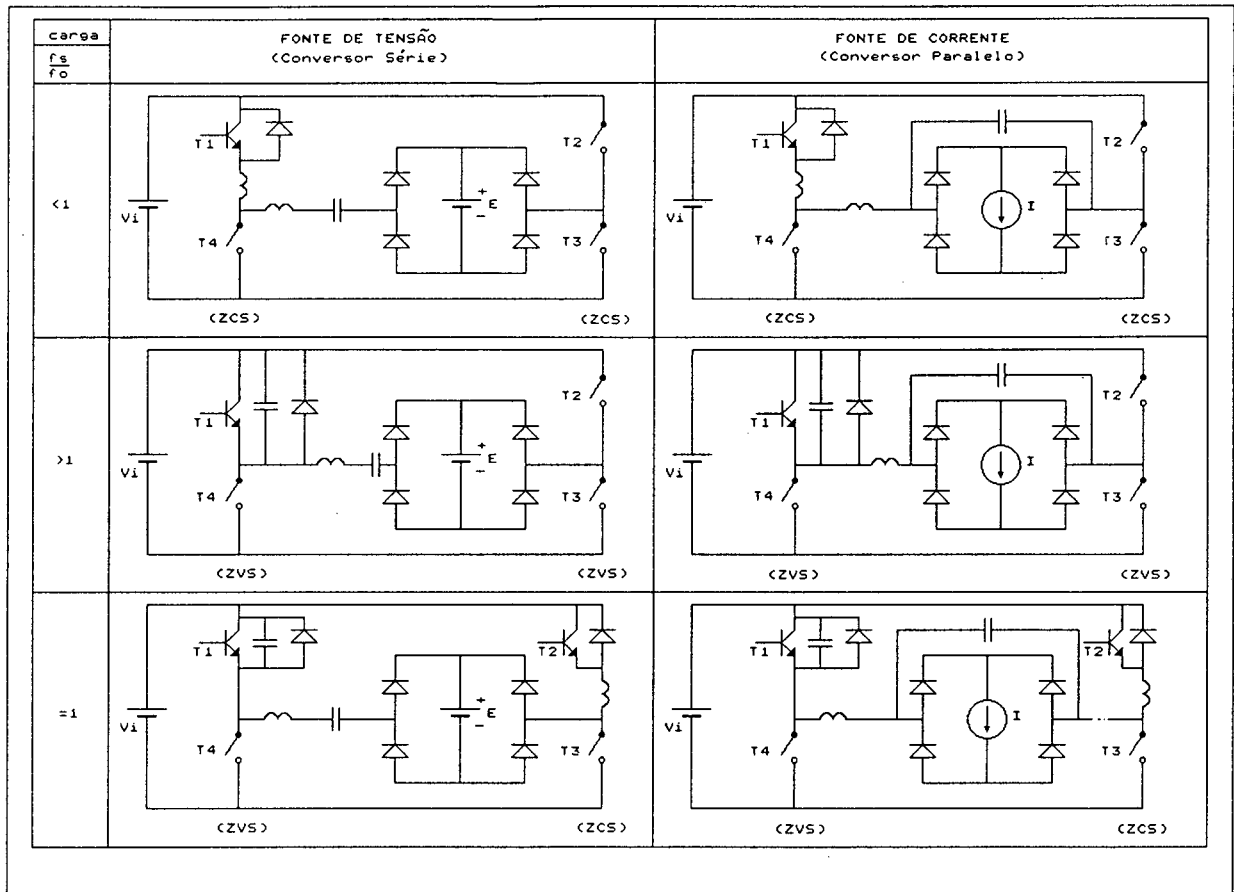


Fig.1.3 - Família de conversores ressonantes CC-CC alimentados por tensão.

Os conversores ressonantes CC-CC, quando comparando os conversores PWM, apresentam as seguintes vantagens e desvantagens [2]:

Vantagens:

- operação com maiores valores de frequência de chaveamento com baixas perdas de comutação;
- redução da influência dos indutores e capacitores parasitas;
- possuem menor conteúdo harmônico.

Desvantagens:

- as correntes de pico e eficaz são maiores, submetendo as chaves semicondutoras a maiores "stresses" e provocando maiores perdas de condução;
- pior utilização das chaves semicondutoras;
- maior circulação de potência reativa.

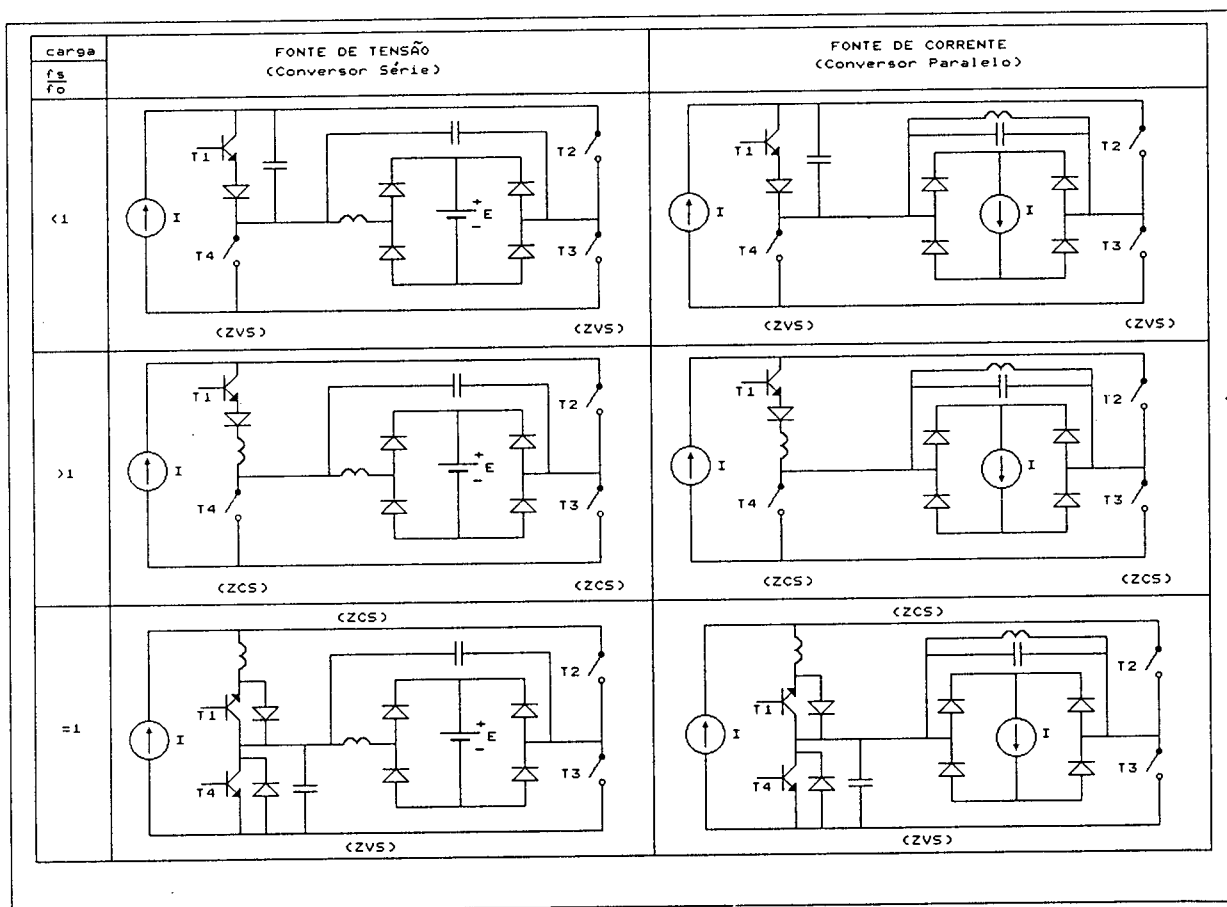


Fig.1.4: Família de conversores ressonantes CC-CC alimentados por corrente.

O conversor série ressonante - CSR ("Series Resonant Converter") é seguramente o mais difundido, certamente porque foi o primeiro que surgiu na literatura técnica [3].

O CSR pode operar com frequência de chaveamento -  $f_s$ , acima ou abaixo da frequência de ressonância -  $f_o$ . Para  $f_s < f_o$ , as chaves semicondutoras comutam sob corrente nula (ZCS). Para  $f_s > f_o$  a comutação ocorre sob tensão nula (ZVS). Em ambos os casos a potência transferida para a carga é controlada pela variação da frequência de chaveamento.

A operação com  $f_s = f_o$  implica que um dos braços do conversor tem comutação sob corrente nula, enquanto o outro tem comutação sob tensão nula. A potência transferida para a carga é controlada com frequência constante, através do deslocamento de fase entre os dois braços do conversor.

As características de saída do CSR, para os três modos de operação, são mostradas na Fig.1.5 [4,5], onde  $q$  é o ganho estático de tensão, ou seja, a relação entre a tensão de saída e a de entrada.

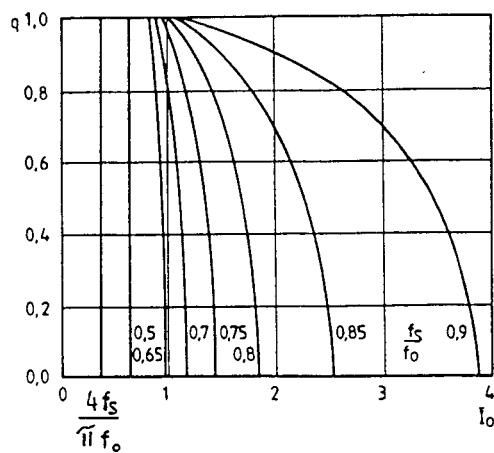
O conversor série ressonante operando com  $f_s = f_o$  é referenciado como "clamped-mode" [6]. Para  $f_s < f_o$  e  $f_s = f_o$  o CSR pode operar no modo de condução contínua ("CCM - Continuous Conduction Mode") ou no modo de condução descontinua ("DCM - Discontinuous Conduction Mode") [7].

Dentre as principais características do SRC incluem: proteção intrínseca de sobrecarga, sensibilidade às variações de carga e dificuldades para operação sem carga [8].

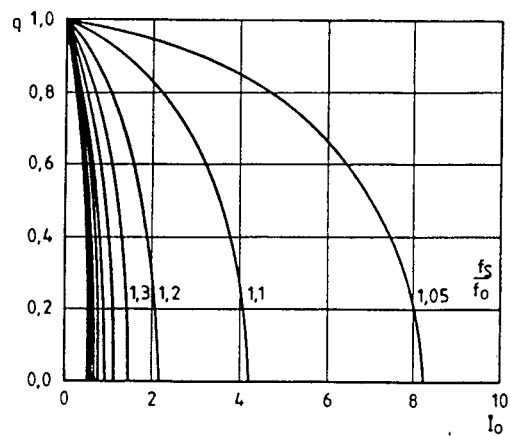
O conversor paralelo ressonante - CPR ("Parallel Resonant Converter") foi introduzido mais recentemente na literatura técnica [9,10]. Suas principais características intrínsecas são: insensibilidade às variações de carga, possibilidade de operação sem carga e necessidade de proteção para sobrecarga. Como consequência, eles são preferidos para aplicações em regulação com ampla faixa de variação de carga, como no caso de fontes chaveadas [11].

O CPR pode operar, como o CSR, com  $f_s < f_o$ ,  $f_s > f_o$  e  $f_s = f_o$ . As características de saída para  $f_s < f_o$  e  $f_s > f_o$  são mostradas na Fig.1.6 [12].

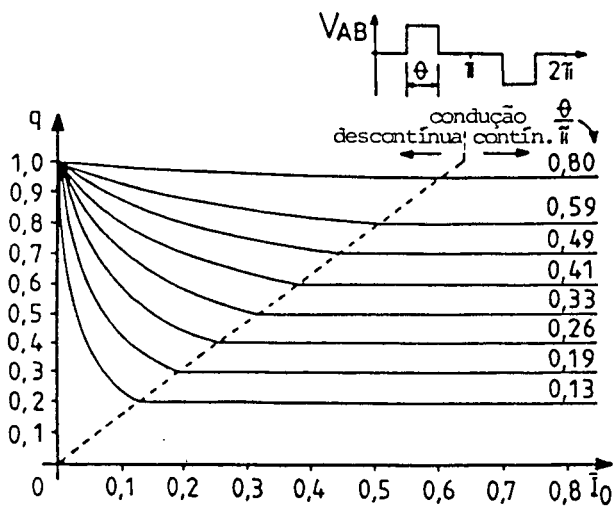
Os métodos utilizados para o controle da potência transferida para a carga, nos conversores ressonantes CC-CC, são: controle pela variação da frequência de chaveamento e controle com frequência constante.



(a)



(b)



(c)

Fig.1.5: Características de saída do CSR: (a)  $f_s < f_o$  (para  $f_s/f_o < 0,5$  o CSR opera no DCM e atua como uma fonte de corrente); (b)  $f_s > f_o$  e (c)  $f_s = f_o$ .

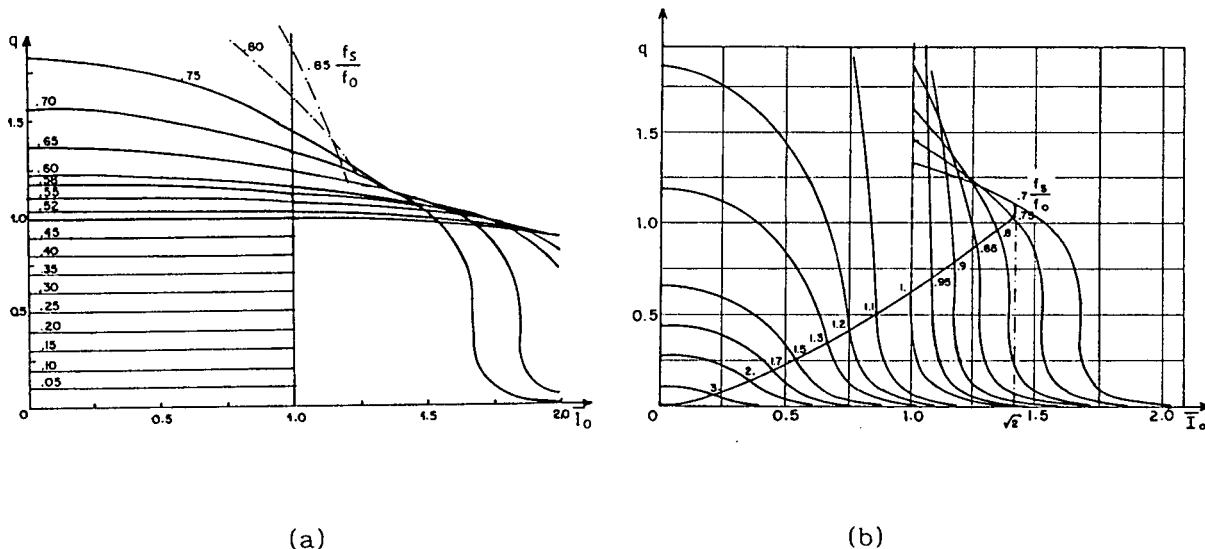


Fig.1.6 - Características de saída do CPR para  $f_s/f_0$  variando de: (a) 0,05 a 0,85 e (b) 0,7 a 3.

O método de controle pela variação da frequência de chaveamento apresenta as seguintes desvantagens:

- o projeto dos indutores, capacitores, transformadores e dos elementos de filtragem deve ser feito em função da menor frequência de operação;
- a resposta dinâmica depende do ponto de operação;
- a tensão nos elementos ressonantes depende da frequência de chaveamento.

Um método de controle com frequência constante é obtido utilizando os conversores ressonantes CC-CC no "clamped-mode", onde o controle da potência transferida para a carga é realizado por um controle do tipo PWM, como mostrado pela Fig.1.5c.

Um segundo método, consiste na variação dos parâmetros do circuito ressonante, de uma forma similar à técnica de compensação de potência reativa, como mostrado pela Fig.1.7. [13].



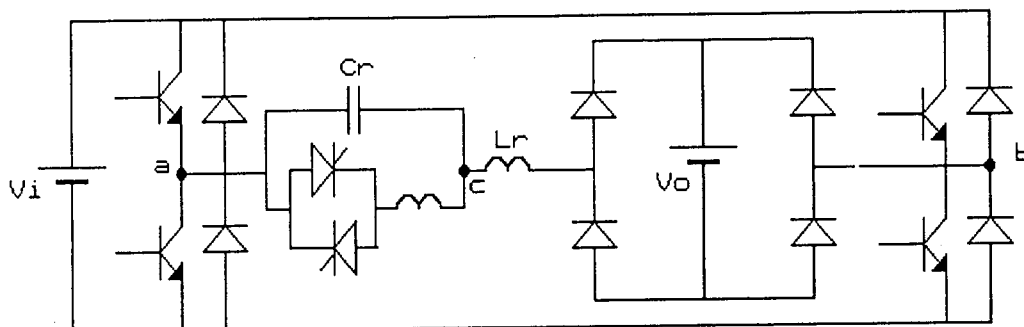


Fig.1.7: Controle da potência transferida para a carga pela variação do valor da capacitância ressonante  $C_r$ .

Uma outra técnica utiliza retificação controlada na saída, como mostrado pela Fig.1.8. Deve-se notar que o estágio de saída é alimentado em corrente alternada, tendo como carga uma fonte de tensão CC. A sua estrutura é igual à do estágio de entrada, o que torna o conversor resultante reversível [14].

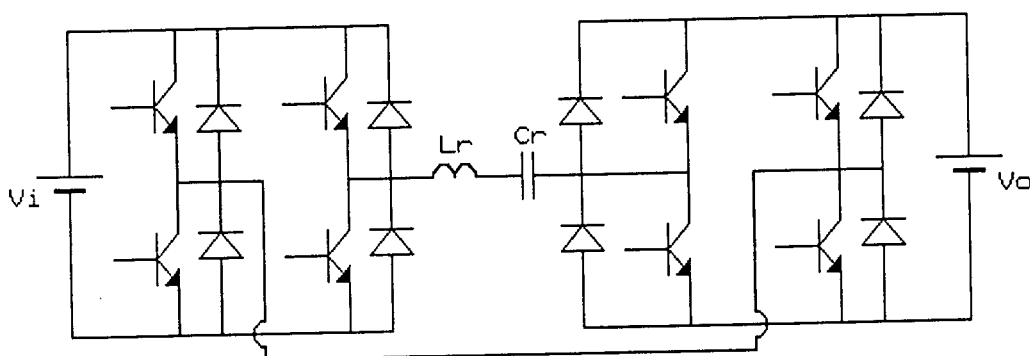


Fig.1.8: Controle da potência transferida para a carga por meio de retificação controlada em um CSR.

Recentemente foi proposto para os conversores quase-ressonantes, um novo método de controle da potência transferida para a carga com frequência constante. Este controle é realizado através da interrupção do ciclo ressonante [15].

## PROPOSTA DA TESE

A proposta fundamental deste trabalho é a obtenção de sistemas de alimentação em corrente contínua que proporcionem alta densidade de potência com alto rendimento, baixos "stresses" nos semicondutores e baixos níveis de interferência eletromagnética e de rádio frequência. Nestes sistemas, é desejável que o estágio de entrada apresente alto fator de potência com baixo conteúdo harmônico.

Nesta linha, iniciou-se pelos conversores ressonantes CC-CC. Entretanto, para a utilização destes conversores, as seguintes questões devem ser consideradas:

- o controle por modulação da frequência de chaveamento faz com que o projeto dos elementos reativos e dos transformadores seja realizado para a menor frequência de operação, limitando a redução de peso, volume e o tamanho destes elementos.
- os altos valores eficazes da corrente através dos semicondutores aumentam as perdas de condução, diminuindo assim o rendimento.

Com o intuito de superar estes problemas, este trabalho propõe para o conversor ressonante CC-CC, a utilização da interrupção do ciclo ressonante.

A primeira forma de interrupção do ciclo ressonante é realizada através do grampeamento da tensão no capacitor ressonante no valor da fonte de alimentação. Isto é obtido pela introdução de diodos de grampeamento no conversor ressonante CC-CC.

Com esta estratégia se reduz ou elimina a troca de energia entre a fonte de alimentação e o circuito ressonante. Esta energia reativa circulante aumenta os valores eficazes da corrente através dos semicondutores e, por consequência, aumenta as perdas de condução.

Aplicando-se esta técnica ao conversor série ressonante em meia ponte, chegou-se aos conversores CC-CC, apresentados nos Capítulos II e IV. Aplicando

ao conversor paralelo ressonante, obteve-se o conversor CC-CC apresentado no Capítulo VI. Entretanto, estes conversores são controlados pela modulação da frequência de chaveamento.

Através da introdução de chaves semicondutoras comandadas no conversor ressonante CC-CC, o ciclo ressonante pode ser interrompido na passagem por zero da tensão no capacitor ressonante. O controle da potência transferida para a carga é agora obtido com frequência constante, variando-se o tempo de condução destas chaves semicondutoras.

Com a introdução de chaves semicondutoras comandadas no conversor proposto no Capítulo II, chega-se ao conversor CC-CC apresentado no Capítulo III. Da mesma forma, a partir do conversor proposto no Capítulo IV, obtém-se o conversor apresentado no Capítulo V. Tais conversores apresentam controle da potência transferida para a carga com frequência constante.

No Capítulo VII é apresentada uma Unidade Retificadora com quase todas as características desejáveis. O estágio de conversão CC-CC utiliza uma versão modificada do conversor em ponte completa com comutação sob tensão nula e controle PWM. Neste estágio, a ressonância é utilizada apenas para realizar a comutação, não tendo atuação no processo de transferência de potência para a carga. Uma vez que o estágio de entrada utilizado é convencional, esta unidade retificadora apresenta baixo fator de potência de entrada.

Tendo como objetivo a correção do fator de potência com frequência constante, é proposto no Capítulo VIII, a utilização do conversor em ponte completa com comutação sob tensão nula e controle PWM, operando como estágio pré-regulador.

No Capítulo IX é apresentada uma fonte de alimentação CC com um único estágio de processamento de potência com alto fator de potência de entrada.

## C A P Í T U L O   I I

### CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTAÇÃO SOB CORRENTE NULA

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Os conversores ressonantes têm como característica principal a possibilidade de realizar comutação não-dissipativa. Portanto a sua operação pode ser feita com frequências bem elevadas, na ordem das centenas de kHz, obtendo-se assim diminuição de tamanho, de peso e de volume.

O conversor série ressonante modulado em frequência operando em condução contínua de corrente é um dos mais difundidos [3]. É muito conveniente para as aplicações onde se desejam características de saída de fonte de corrente [4,16]. Dentre as vantagens da utilização deste conversor, destacam-se a proteção intrínseca de curto-circuito na carga, a obtenção do controle de potência com relativa simplicidade e o baixo conteúdo harmônico [4,17]. Neste conversor a tensão no capacitor ressonante, que é função da frequência de chaveamento, pode atingir valores bem maiores do que o da fonte de alimentação. Além disso, para evitar que a entrada em condução das chaves comandadas seja dissipativa, um pequeno indutor deve ser colocado em série com estas, funcionando como um "snubber" não-dissipativo [4].

Este capítulo apresenta uma alternativa para evitar estes problemas, que é interromper o ciclo ressonante através do grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Com isso, a máxima tensão no capacitor ressonante fica limitada ao valor da fonte de alimentação, e as características externas são modificadas em relação ao conversor série ressonante convencional [18,19,20].

O grampeamento da tensão no capacitor ressonante faz com que o conversor opere em condução descontínua de corrente em uma ampla faixa de variação da frequência de chaveamento, ou seja, até próximo da frequência de ressonância. Além disso, a entrada em condução das chaves comandadas torna-se não-dissipativa.

O objetivo deste capítulo é propor, analisar e projetar um conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, com modulação em frequência e comutação sob corrente nula. O desenvolvimento teórico é apresentado e disposto em forma de curvas normalizadas, adequadas para análise e projeto. Um protótipo de laboratório de 100 W e 100 kHz de frequência de operação foi implementado para comprovação dos estudos teóricos e os de simulação.

## 2.2 - CIRCUITO PROPOSTO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O diagrama do estágio de potência do conversor proposto é mostrado na Fig.2.1. O grampeamento da tensão ressonante é realizado pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$ . O estágio de saída, constituído de um transformador de isolamento de alta frequência, dos diodos retificadores, dos capacitores de filtragem e da carga é representado pela fonte de tensão  $E$  dentro da ponte de diodos  $D_3$  a  $D_6$ .

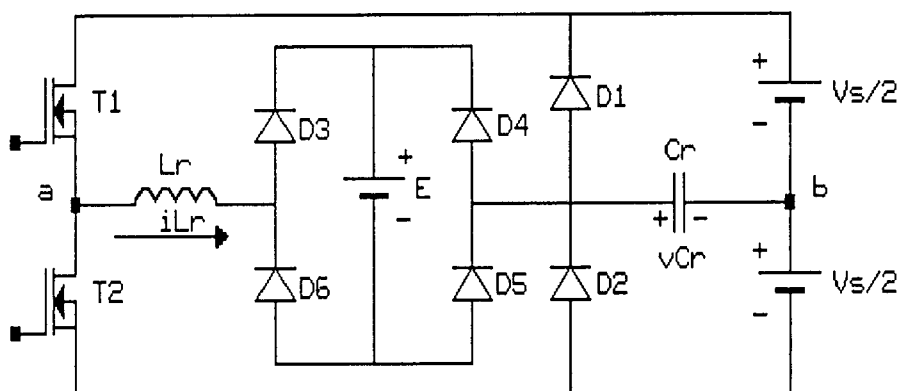


Fig.2.1: Diagrama do estágio de potência do conversor.

A fim de simplificar a análise são feitas as seguintes considerações:

- todas as chaves semicondutoras são ideais;
- o filtro de saída é representado como uma fonte de tensão;
- a indutância de dispersão do transformador é incluída na indutância  $L_r$ ;
- a corrente de magnetização do transformador é desprezível.

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem duas etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.2.2. A operação do conversor é descrita a seguir:

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a chave semicondutora  $S_1$  entra em condução. Nesta etapa,  $v_{Cr}(t)$  e  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante até o instante  $t_1$  quando  $v_{Cr}(t_1) = V_s/2$  e  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ .

2ª etapa - roda livre ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_1$ , a tensão  $v_{Cr}(t_1) = V_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ , e o diodo  $D_1$  entra em condução, mantendo a tensão  $v_{Cr}(t) = V_s/2$  durante toda esta etapa. A corrente no indutor ressonante decresce de forma linear até o instante  $t_2$  quando  $i_{Lr}(t_2) = 0$ .

A partir do instante  $t_2$  até a entrada em condução da chave semicondutora  $S_2$ , em  $t_3 = T_s/2$ , a tensão no capacitor ressonante é mantida grampeada no valor  $V_s/2$  e a corrente no indutor ressonante permanece igual a zero.

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas. As principais formas de onda e o período de condução das chaves são mostradas na Fig.2.3.

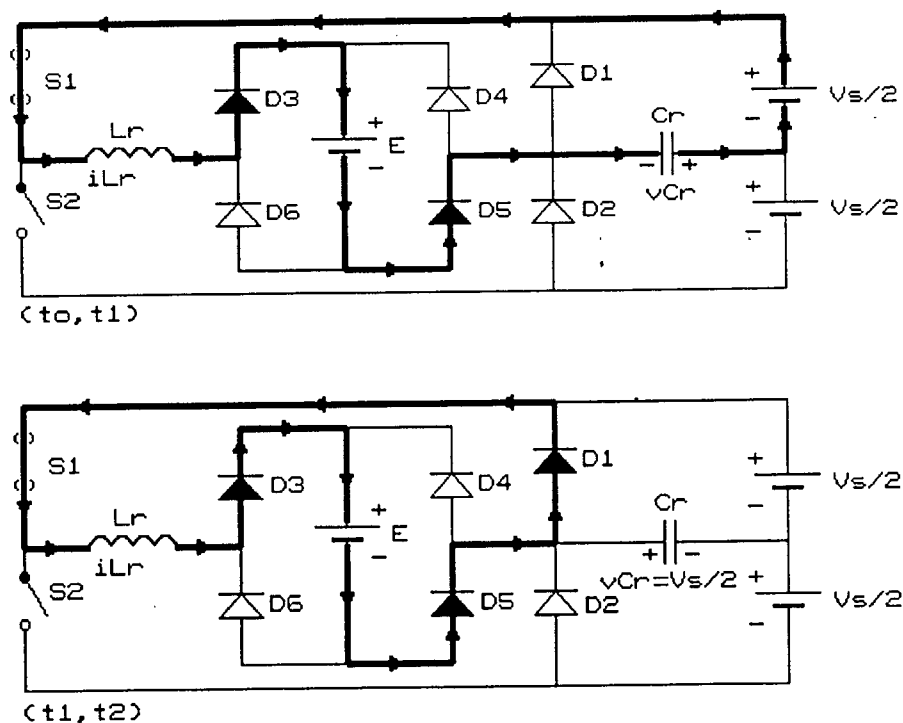


Fig.2.2: Circuitos equivalentes da operação do conversor.

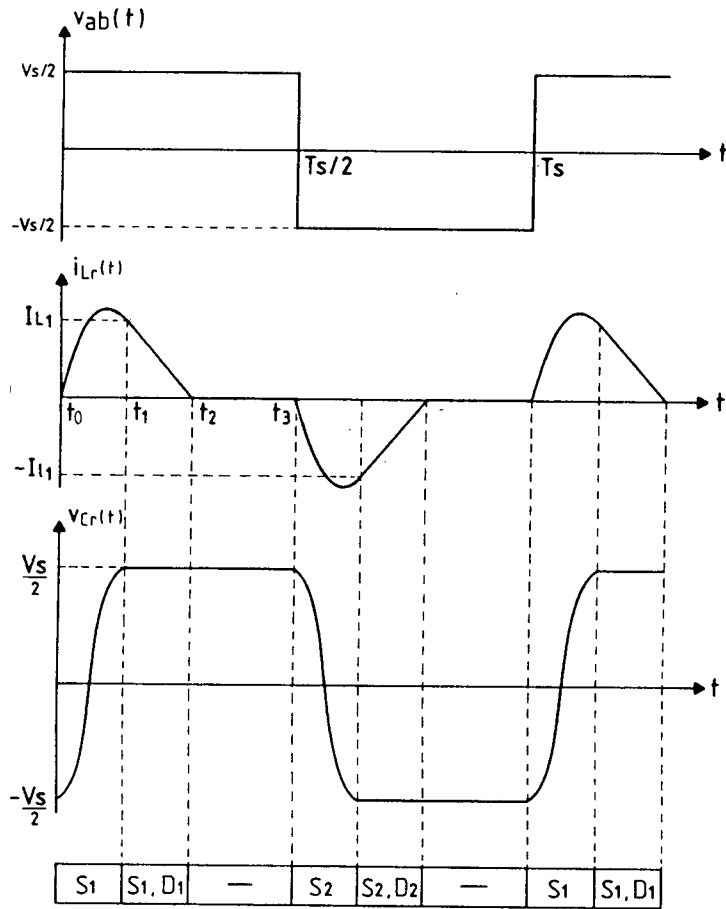


Fig.2.3: Principais formas de ondas e período de condução das chaves.

## 2.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

### 2.3.1 - 1ª etapa: ressonante ( $t_0, t_1$ )

Condições iniciais:  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$  e  $i_{Lr}(t_0) = 0$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações:

$$v_{Cr}(t) = (V_s/2 - E) - (V_s - E) \cdot \cos \omega_o t \quad (2.1)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = (V_s - E) \cdot \sin \omega_o t \quad (2.2)$$

$$\text{onde: } \omega_o = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r} \text{ é a frequência angular de ressonância.} \quad (2.3)$$

Definindo o ganho estático de tensão como:

$$q = \frac{E}{V_s/2} \quad (2.4)$$

As equações (2.1) e (2.2) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (1-q) - (2-q) \cdot \cos \omega_o t \quad (2.5)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = (2-q) \cdot \sin \omega_o t \quad (2.6)$$

$$\text{onde: } \overline{v}_{Cr}(t) = v_{Cr}(t)/(V_s/2) \quad (2.7)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = Z_o \cdot i_{Lr}(t)/(V_s/2) \quad (2.8)$$

$$\text{e a impedância característica } Z_o = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (2.9)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_1$  quando  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = \overline{I}_{L1}$ .

Plano de Fase:

$$\text{Definindo: } Z(t) = \overline{v}_{Cr}(t) + j \overline{i}_{Lr}(t) \quad (2.10)$$

e substituindo as equações (2.5) e (2.6) em (2.10) chega-se a:

$$Z(t) = (1-q) - (2-q) \cdot e^{-j\omega_o t} \quad (2.11)$$

$$\text{fazendo: } Z_c = (1-q) \quad (2.12)$$

$$\text{e } Z_1 = - (2-q) \quad (2.13)$$

$$\text{resulta: } Z(t) = Z_c + Z_1 \cdot e^{-j\omega_o t} \quad (2.14)$$

onde:  $Z_c$  - representa o centro da trajetória

e  $|Z_1|$  - representa o raio da trajetória

A partir da equação (2.14), chega-se ao plano de fase desta etapa que é representado pela curva 1 da Fig.2.4, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r}_1 = 2 - q \quad (2.15)$$



$$\text{Duração da etapa: } \theta = \omega_o (t_1 - t_o) = \pi - \cos^{-1} \left( -\frac{q}{2-q} \right) \quad (2.16)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{i}_{L1} = 2 \sqrt{1-q} \quad (2.17)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{v}_{Cr}(t)}{dt} \quad (2.18)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_o}^{t_1} \overline{i}_{Lr}(t) dt = 2 \quad (2.19)$$

A partir da equação (2.6) pode-se escrever:

$$\overline{i}_{Lr}^2(t) = (2-q)^2 \sin^2 \omega_o t \quad (2.20)$$

que é equivalente a:

$$\overline{i}_{Lr}^2(t) = \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \left( 1 - \cos 2\omega_o t \right) \quad (2.21)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_o}^{t_1} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{(2-q)^2}{2} \omega_o (t_1 - t_o) - \frac{(2-q)^2}{4} \sin(2\omega_o (t_1 - t_o)) \quad (2.22)$$

A partir da relação:

$$\sin 2\omega_o t = 2 \sin \omega_o t \cdot \cos \omega_o t \quad (2.23)$$

e da equação (2.16) chega-se a:

$$\omega_o \int_{t_o}^{t_1} \bar{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{(2-q)^2}{2} \left[ \pi - \cos^{-1} \left( \frac{q}{2-q} \right) \right] + q \sqrt{1-q} \quad (2.24)$$

2.3.2 - 2ª etapa - roda livre ( $t_1, t_2$ ).

Condições iniciais:  $\bar{v}_{Cr}(t_1) = 1$  e  $\bar{i}_{Lr}(t_1) = \bar{I}_{L1}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações:

$$\bar{i}_{Lr}(t) = \bar{I}_{L1} - \frac{E}{Lr} (t - t_1) \quad (2.25)$$

$$\bar{v}_{Cr}(t) = V_s/2 \quad (2.26)$$

que normalizadas tornam-se:

$$\bar{i}_{Lr}(t) = \bar{I}_{L1} - q \omega_o (t - t_1) \quad (2.27)$$

$$\bar{v}_{Cr}(t) = 1 \quad (2.28)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_2$  quando  $\bar{i}_{Lr}(t) = 0$  e  $\bar{v}_{Cr}(t) = 1$ .

$$\text{A duração desta etapa é igual a: } \omega_o(t_2 - t_1) = \frac{2 \sqrt{1-q}}{q} \quad (2.29)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (2.27) e (2.28) chega-se ao plano de fase desta etapa que é representado pela curva 2 da Fig.2.4.

Integração de  $\omega_o \bar{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \bar{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$Lr \cdot \frac{d \bar{i}_{Lr}(t)}{dt} = -E \quad (2.30)$$

que normalizada torna-se:

$$\frac{d \bar{i}_{Lr}(t)}{dt} = -q \cdot \omega_o \quad (2.31)$$

Multiplicando a equação (2.31) por  $\bar{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\bar{i}_{Lr}(t) dt = - \frac{1}{q\omega_o} \cdot \bar{i}_{Lr}(t) \cdot d \bar{i}_{Lr}(t) \quad (2.32)$$

Fazendo-se a integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}(t) dt = \frac{1}{2q} \cdot \bar{I}_{L1}^2 \quad (2.33)$$

Utilizando a equação (2.17) chega-se a:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}(t) dt = \frac{2}{q} \cdot (1-q) \quad (2.34)$$

Multiplicando a equação (2.31) por  $\bar{i}_{Lr}^2(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{1}{3q} \cdot \bar{I}_{L1}^3 \quad (2.35)$$

que pode ser reescrita como:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{8}{3} \cdot \left( \frac{1-q}{q} \right) \cdot \sqrt{1-q} \quad (2.36)$$

## 2.4 - PLANO DE FASE DO CONVERSOR

O plano de fase dos conversor é a representação, no plano cartesiano, da evolução da corrente e da tensão no circuito ressonante. A corrente fica multiplicada pela impedância característica, obtendo-se assim um produto em

tensão. A evolução acontece em termos de deslocamento angular, onde o tempo é uma grandeza implícita. O plano de fase do conversor é mostrado na Fig.2.4, no qual, o intervalo  $(t_2, t_3)$  onde:  $\bar{v}_{Cr}(t) = 1$  e  $\bar{i}_{Lr}(t) = 0$  é representado pelo ponto  $(1,0)$ .

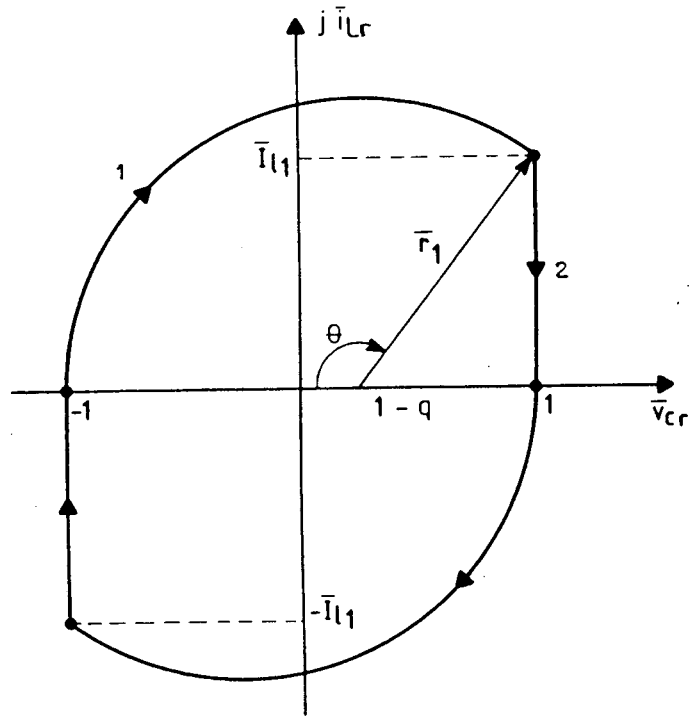


Fig.2.4: Plano de Fase do Conversor.

## 2.5 - DEFINIÇÃO DAS FAIXAS DE OPERAÇÃO

A partir da Fig.2.3, pode-se escrever a seguinte equação:

$$\frac{T_s}{2} = (t_3 - t_0) \quad (2.37)$$

que é equivalente a:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_o (t_3 - t_0) \quad (2.38)$$

### 2.5.1 - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

O limite inferior da frequência de chaveamento é definido em função da resposta dinâmica e da densidade de potência desejadas.

A máxima frequência de chaveamento é aquela que ainda garante o funcionamento do conversor em condução descontínua de corrente. Nesta frequência, o intervalo de tempo  $(t_3 - t_2) = 0$ . Assim sendo, das equações (2.16), (2.29) e (2.38) chega-se a:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} = \frac{\pi}{\pi - \cos^{-1}\left(\frac{q}{2-q}\right) + \frac{2\sqrt{1-q}}{q}} \quad (2.39)$$

A equação (2.39) define a relação entre a máxima frequência de chaveamento (normalizada pela frequência de ressonância) e o ganho estático de tensão. Esta relação é apresentada na Fig.2.5.

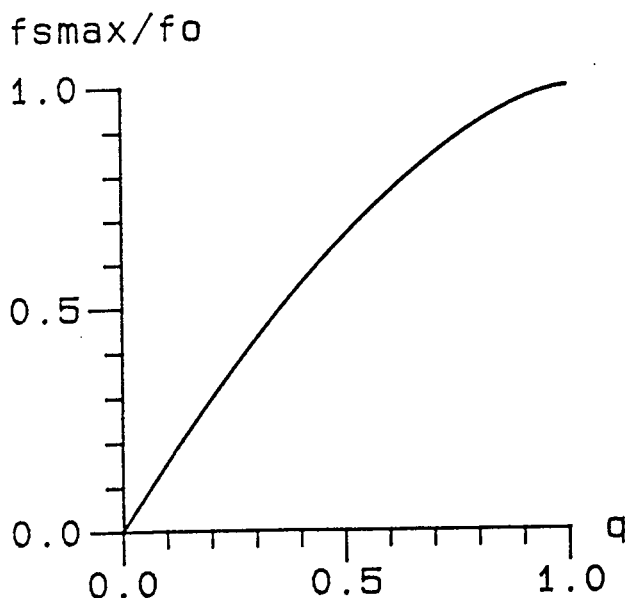


Fig.2.5: Relação entre  $f_{s \max} / f_o$  e  $q$ .

### 2.5.2 - Limites Sobre a Tensão de Saída

Com a carga curto-circuitada, ou seja  $q = 0$ , o conversor opera em condução contínua de corrente no indutor ressonante, e portanto, não mais realiza comutação sob corrente nula. O plano de fase para  $q = 0$  é mostrado na Fig.2.6a. Neste caso, a máxima corrente no indutor ressonante normalizada é igual a dois.

A partir do plano de fase mostrado na Fig.2.4, verifica-se que para o conversor operar seguindo as etapas descritas anteriormente, a tensão de saída deverá estar entre os seguintes valores:

$$0 < E \leq V_s/2 \quad (2.40)$$

No caso limite de  $E = V_s/2$ , a corrente no indutor ressonante no final da 1ª etapa de operação é nula. Esta condição de máxima tensão de saída é expressa por:

$$q_{\max} = 1 \quad (2.41)$$

O plano de fase de fase para  $q_{\max} = 1$  é mostrado na Fig.2.6b. Neste caso, a máxima corrente no indutor ressonante normalizada é igual a um.

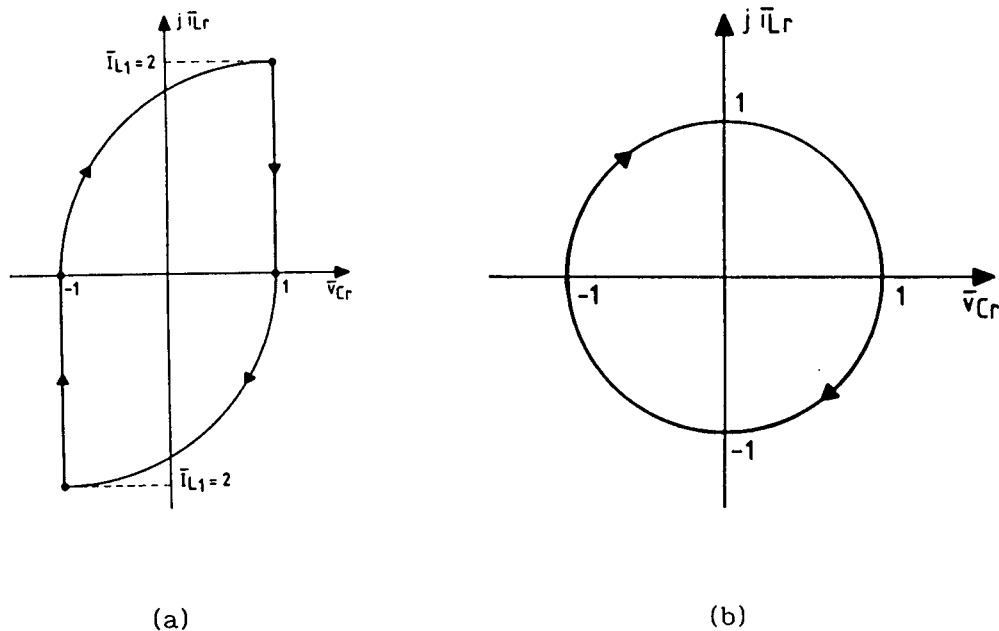


Fig.2.6: (a) Plano de fase para  $q = 0$  e (b) plano de fase para  $q_{\max} = 1$

## 2.6 - DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÉDIAS, EFICAZES E DE PICO

### Corrente Média na Carga

A corrente que circula pela carga é igual à corrente no indutor ressonante retificada, assim:

$$\overline{I}_o = \frac{2}{T_s} \cdot \left( \int_{t_o}^{t_1} \overline{i}_{Lr}(t)dt + \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}(t)dt \right) \quad (2.42)$$

Substituindo-se as equações (2.19) e (2.34) em (2.42) resulta em:

$$\overline{I}_o = \frac{2}{\omega_o \cdot T_s} \cdot \left( 2 + \frac{2(1-q)}{q} \right) \quad (2.43)$$

Considerando a seguinte relação:

$$\frac{1}{\omega_o \cdot T_s} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (2.44)$$

a equação (2.43) pode ser simplificada para:

$$\overline{I}_o = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{q} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (2.45)$$

### Corrente Eficaz na Carga

Considerando agora a relação quadrática, pode-se escrever:

$$\overline{I}_{EF}^2 = \frac{2}{T_s} \cdot \left( \int_{t_o}^{t_1} \overline{i}_{Lr}^2(t)dt + \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}^2(t)dt \right) \quad (2.46)$$

Substituindo-se as equações (2.24), (2.36) em (2.46) e utilizando a relação apresentada na equação (2.44), resulta:

$$\overline{I}_{EF}^2 = \frac{1}{\pi} \frac{f_s}{f_o} \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \left( \pi - \cos^{-1} \frac{q}{2-q} \right) + \left( q + \frac{8}{3q} - \frac{8}{3} \right) \sqrt{1-q} \right] \quad (2.47)$$

#### Corrente Média nas Chaves e Diodos Retificadores

Cada chave semicondutora e par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:

$$\overline{I}_{T_M} = \overline{I}_{DR_M} = \frac{\overline{I}_o}{2} \quad (2.48)$$

#### Corrente Eficaz nas Chaves e Diodos Retificadores

Considerando a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{I}_{T_{EF}} = \overline{I}_{DR_{EF}} = \frac{\overline{I}_{EF}}{\sqrt{2}} \quad (2.49)$$

#### Corrente Média nos Diodos Grampeadores

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente do indutor ressonante apenas nas etapas lineares, assim:

$$\overline{I}_{DG_M} = \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}(t) dt \right) \quad (2.50)$$

Substituindo a equação (2.34) em (2.50) e utilizando a relação apresentada em (2.44), resulta:

$$\overline{I}_{DG_M} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(1-q)}{q} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (2.51)$$

#### Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores

Considerando a relação quadrática, pode-se escrever:



$$\overline{I_{DG_{EF}}^2} = \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_{t_1}^{t_2} \overline{i_{Lr}^2(t)} dt \right) \quad (2.52)$$

Substituindo a equação (2.36) em (2.52) e utilizando a relação apresentada em (2.44), resulta:

$$\overline{I_{DG_{EF}}^2} = \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{(1-q)}{q} \cdot \sqrt{1-q} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (2.53)$$

Corrente de Pico nas Chaves e Diodos Retificadores

A partir do plano de fase verifica-se que a corrente de pico nas chaves e diodos retificadores ocorre quando  $\theta = \pi/2$ , e é dada por:

$$\overline{I_{TP}} = \overline{I_{DRP}} = \overline{r_1} = 2 - q \quad (2.54)$$

Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores

A partir do plano de fase verifica-se que a corrente de pico nos diodos grampeadores é dada por:

$$\overline{I_{DG_P}} = \overline{I_{L1}} = 2 \sqrt{1-q} \quad (2.55)$$

## 2.7 - DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA MÉDIA DE SAÍDA

Multiplicando a equação (2.45) pela tensão de saída normalizada  $q$ , chega-se à expressão para a potência média de saída normalizada em função da razão  $f_s/f_o$ , que é igual a:

$$\overline{P_{oM}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (2.56)$$

onde:

$$\overline{P}_{oM} = \frac{Z_o \cdot P_{oM}}{V_s^2} \quad (2.57)$$

A partir da relação apresentada na equação (2.56) verifica-se o comportamento linear da potência de saída normalizada em função da razão  $f_s/f_o$ .

## 2.8 - ÁBACOS PARA PROJETO

A partir das equações obtidas, podem ser traçados ábacos que simplificam o projeto do conversor.

### a) - Características de Saída

A partir das equações (2.45) e (2.47) chega-se às curvas mostradas na Fig.2.7, que representam as características de saída do conversor. Estas curvas apresentam o comportamento da tensão de saída normalizada em função: da corrente média de saída normalizada (Fig.2.7a) e da corrente eficaz de saída normalizada (Fig.2.7b), tendo a razão  $f_s/f_o$  como parâmetro. A partir destas curvas observa-se que a região de maior linearidade ocorre para  $q$  próximo de um.

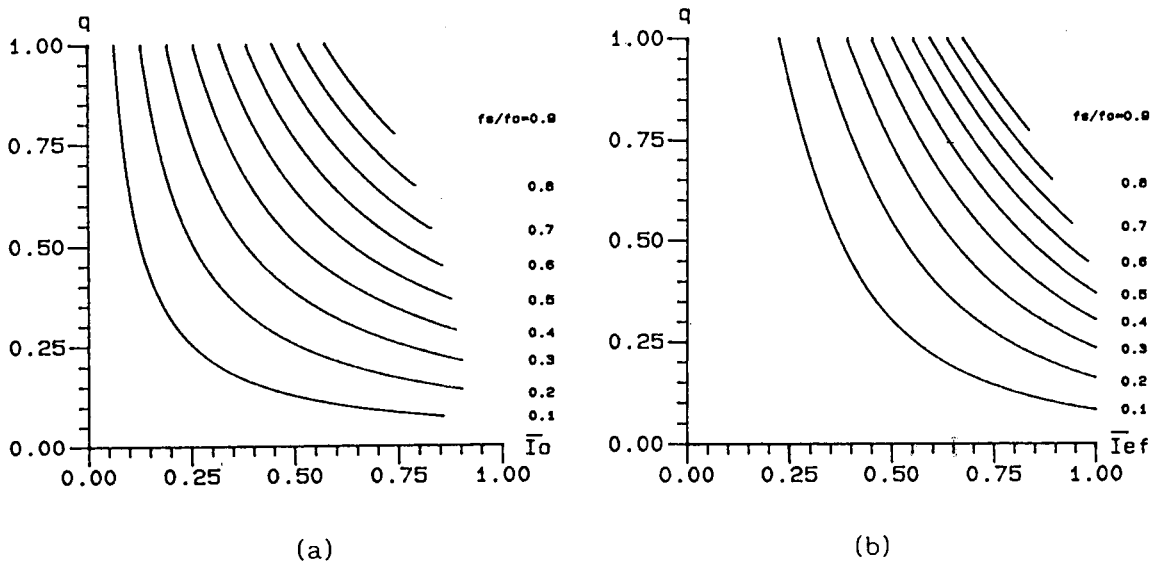


Fig. 2.7: Curvas características de saída do conversor: (a) tensão de saída normalizada em função da corrente média de saída normalizada e (b) tensão de saída normalizada em função da corrente eficaz de saída normalizada, tendo a razão  $f_s/f_o$  como parâmetro.

b) - Curvas Características de Corrente Média e Eficaz nos Diodos Grampeadores.

Com as equações (2.51) e (2.53) chega-se às curvas mostradas na Fig.2.8, que representam o comportamento da corrente média normalizada (Fig.2.8a) e da corrente eficaz normalizada (Fig.8b) nos diodos grampeadores em função da tensão de saída normalizada, tendo a razão  $f_s/f_o$  como parâmetro.

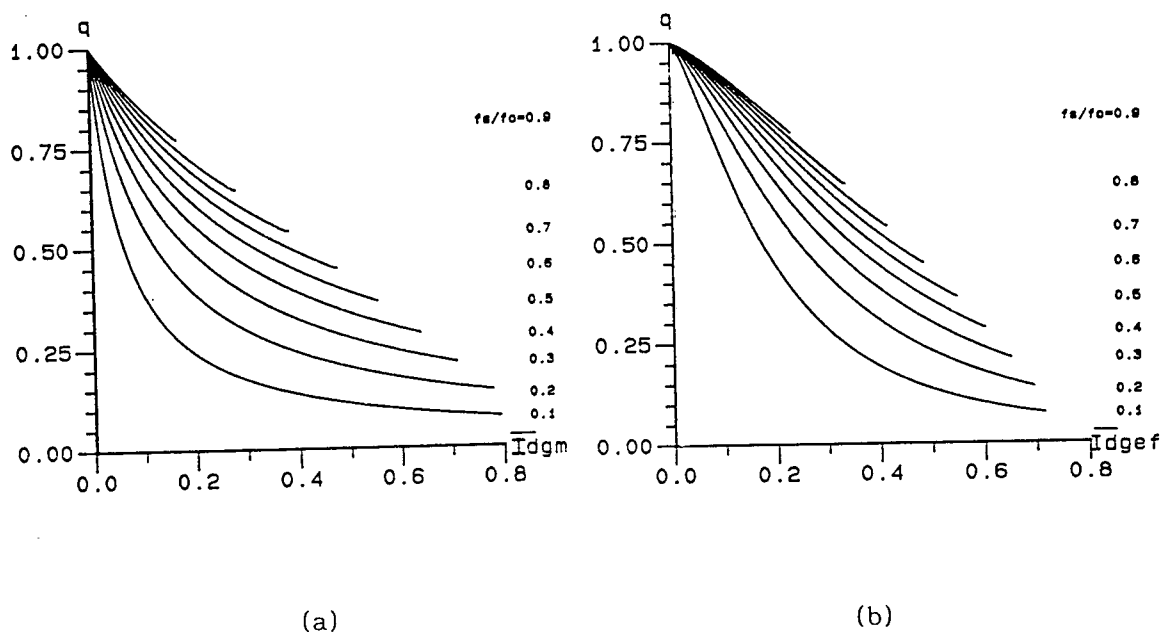


Fig. 2.8: Curvas características de corrente nos diodos grampeadores: (a) corrente média normalizada em função de  $q$  e (b) corrente eficaz normalizada em função de  $q$ , tendo a razão  $f_s/f_o$  como parâmetro.

## 2.9 - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Um procedimento para o projeto do conversor é descrito a seguir. Os dados que devem ser especificados são:

- tensão de entrada -  $V_s/2$  : mínima, máxima e nominal
- tensão de saída -  $V_o$  : nominal
- potência de saída -  $P_o$  : mínima, máxima e nominal
- frequência de chaveamento -  $f_s$  : nominal

Alimentando o conversor a partir da tensão proveniente de um estágio de retificação da rede de 110V, tem-se:

$$\frac{V_{s(max)}}{2} = 85V; \quad \frac{V_{s(nom)}}{2} = 75V; \quad \frac{V_{s(min)}}{2} = 65V.$$

Sejam a título de exemplo os seguintes valores:

$$V_o = 12V; \quad f_{s(nom)} = 100kHz; \quad P_{o(min)} = 25W; \quad P_{o(nom)} = 100W \text{ e } P_{o(max)} = 130W.$$

Os seguintes passos devem ser observados:

1 - Escolhe-se uma região de operação onde a variação de corrente média de saída com a frequência de chaveamento apresenta maior linearidade. A partir da Fig.2.7a foi escolhido o seguinte valor:  $q_{nom} = 0,8$ .

Assim chega-se a:  $E = 60V$ ;  $q_{min} = 0,7$  e  $q_{max} = 0,92$  onde,  $E$  é o valor médio da tensão de saída retificada referida ao primário do transformador. O valor da tensão  $E = 60V$  determina a utilização de um transformador com relação 5:1.

2 - Com base na equação (2.56) escolhe-se a razão  $f_s/f_o$  que possibilite a maior variação da potência média de saída. Escolheu-se o seguinte valor:  $f_s/f_o = 0,5$ .

3 - Do valor de  $f_{s(nom)} = 100 \text{ kHz}$ , determina-se o valor da frequência de ressonância, obtendo-se:  $f_o = 200 \text{ kHz}$ .

4 - Da curva característica de saída, mostrada na Fig.2.7a, para  $f_{s(nom)}/f_o = 0,5$  e  $q_{nom} = 0,8$  chega-se ao seguinte valor para a corrente média de saída nominal normalizada:

$$\overline{I}_o = \frac{Z_o \cdot I_o}{V_s/2} = 0,4$$

5 - A partir do valor de  $I_o = P_o/V_o = 1,67A$ , determina-se a impedância característica  $Z_o = 17,96 \Omega$ .

6 - Utilizando-se as seguintes relações:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad e \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

chega-se aos valores para:

$$L_r = 14,3\mu H \quad e \quad C_r = 0,044\mu F$$

7 - A partir dos valores de:  $P_{o(min)}$ ,  $P_{o(max)}$ ,  $V_{s(min)}/2$  e  $V_{s(max)}/2$ , determinam-se:  $f_{s(min)}$  e  $f_{s(max)}$  das equações (2.56) e (2.57), da seguinte forma:

7.1 - Da equação (2.57) pode-se escrever:

$$\overline{P}_{o(max)} = \frac{Z_o \cdot P_{o(max)}}{\left(V_{s(min)}/2\right)^2} \quad e \quad \overline{P}_{o(min)} = \frac{Z_o \cdot P_{o(min)}}{\left(V_{s(max)}/2\right)^2}$$

$$\overline{P}_{o(max)} = 0,55 \quad e \quad \overline{P}_{o(min)} = 0,06$$

7.2 - Da equação (2.56) pode-se escrever:

$$f_{s(max)} = \frac{\pi}{2} \cdot \overline{P}_{o(max)} \cdot f_o \quad e \quad f_{s(min)} = \frac{\pi}{2} \cdot \overline{P}_{o(min)} \cdot f_o$$

assim,

$$f_{s(max)} = 170 \text{ kHz} \quad e \quad f_{s(min)} = 20 \text{ kHz}$$

8 - Especificações dos Transistores e Diodos:

A partir das curvas características mostradas nas Figuras 2.7 e 2.8 e das equações (2.54) e (2.55) chega-se aos seguintes valores necessários para a especificação dos transistores e diodos do conversor:

$T_1, T_2$  - tensão máxima = 170V  
 corrente média = 1,08A  
 corrente eficaz = 1,27A  
 corrente de pico = 6,16A

$D_1, D_2$  - tensão máxima = 170V  
 corrente média = 0,94A  
 corrente eficaz = 1,28A  
 corrente de pico = 5,18A

Diodos Retificadores - tensão máxima = 34V ? 12V  
 corrente média = 5,4A  
 corrente eficaz = 6,35A  
 corrente de pico = 30,75A

## 2.10 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O conversor determinado em projeto da seção anterior alimentando uma carga constituída por:  $R_o = 36 \, \Omega$  e  $C_o = 100 \, \mu\text{F}$ , foi simulado para a frequência de chaveamento de 100 kHz, utilizando-se o programa SCVOLT [21]. Os resultados obtidos são mostrados na Fig.2.9.

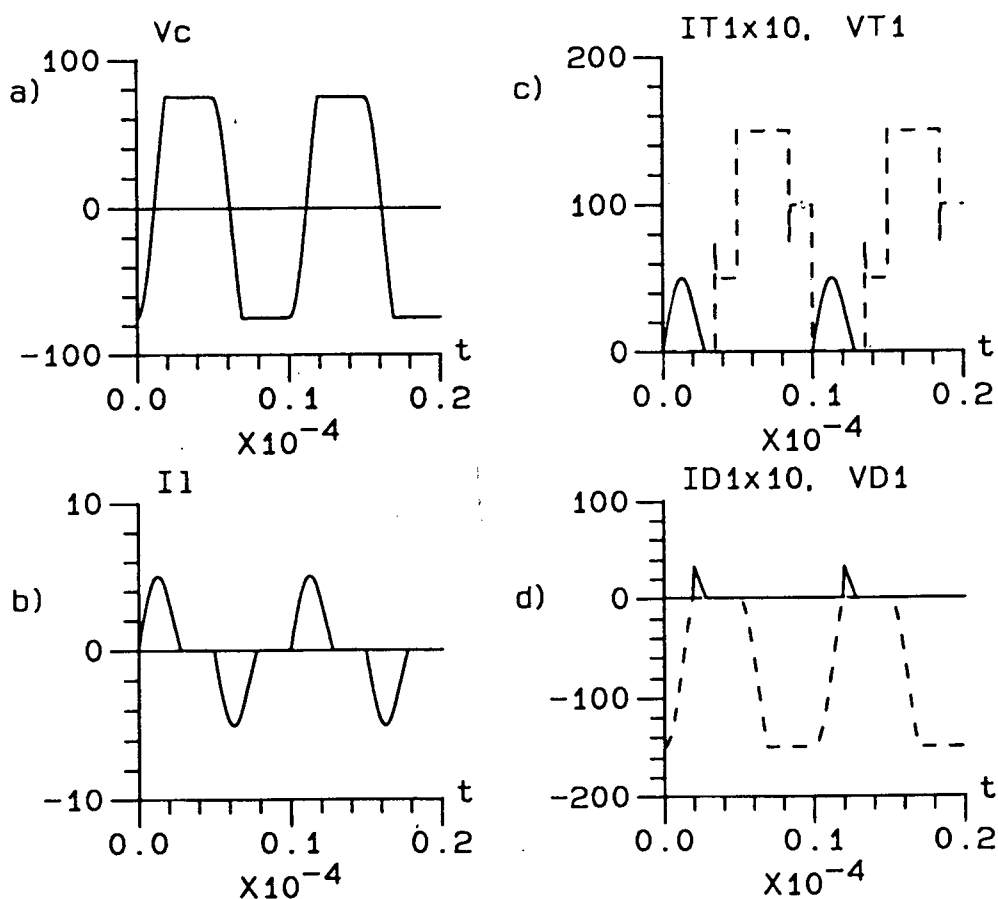


Fig.2.9 - Resultados de simulação: (a) tensão no capacitor ressonante, (b) corrente no indutor ressonante, (c) corrente no transistor  $T_1$  (curva cheia) e tensão em  $T_1$  (curva tracejada) e (d) corrente no diodo  $D_1$  (curva cheia) e tensão em  $D_1$  (curva tracejada).

## 2.11 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### a) - Descrição de Estágio de Potência

Com o intuito de verificar a análise realizada, foi implementado um protótipo de laboratório a partir dos resultados obtidos do exemplo de projeto da seção 2.9.

O circuito do estágio de potência, mostrado na Fig.2.10, consiste de parâmetros e componentes com os seguintes valores:

$$L_r = 14,5 \mu\text{H}; \quad C_r = 0,047 \mu\text{F}; \quad R_o = 1,5 \Omega; \quad C_o = 100 \mu\text{F}; \quad V_s/2 = 75 \text{ V}$$

$T_1, T_2$  - IRF 740 (International Rectifier)

$D_1, D_2$  - 4F2/06 (Semikron)

$D_3, D_4$  - USD 475 (Unitrode)

Transformador -  $N_p = 22$  espiras e  $N_s = 5$  espiras

sobre o núcleo de ferrite E - 30/7, IP-6 (THORNTON)

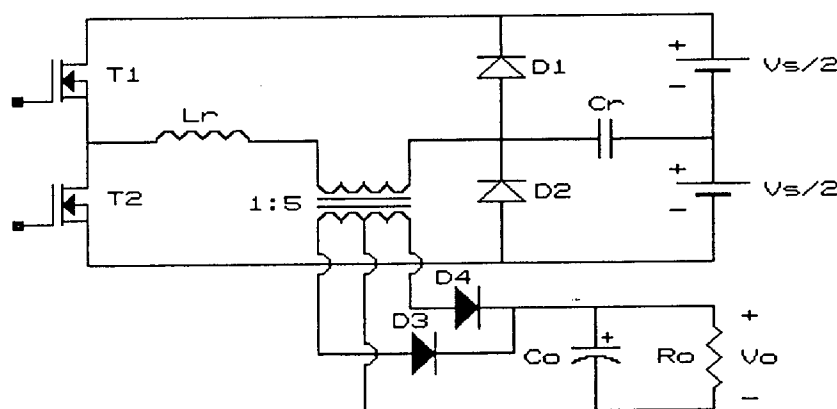


Fig.2.10 - Circuito do estágio de potência do conversor.

### b) - Tensão e Corrente no Circuito Ressonante

A Fig.2.11 mostra o grameamento da tensão no capacitor ressonante e a corrente no indutor ressonante.

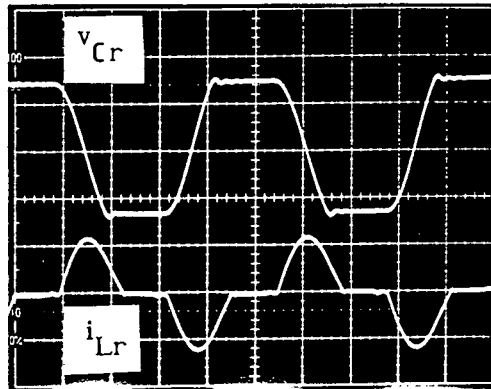


Fig.2.11: Tensão nos elementos ressonantes para:  $V_o = 12V$ ,  $I_o = 8,2A$ ;  $V_s = 75V$ ;  $I_s = 0,425A$  e  $f_s = 116kHz$ . Curva superior: tensão no capacitor ressonante (50V/div), curva inferior: corrente no indutor ressonante (4A/div), escala de tempo:  $2\mu s/div$ .

c) - Comutação do Transistor  $T_1$

A Fig.2.12a mostra a tensão sobre o transistor  $T_1$  e a corrente no indutor ressonante, que permitem comprovar a comutação não dissipativa em  $T_1$ .

Para evitar a saturação dos transformadores de pulso do circuito de comando isolado de gate, principalmente em baixas frequências de operação, os transistores  $T_1$  e  $T_2$  são bloqueados em um ângulo inferior a  $180^\circ$ . A partir do instante de bloqueio de um dos transistores, a tensão nas chaves é imposta pelas duas malhas formadas por  $V_s/2$ ,  $E$ , o indutor ressonante e as capacitâncias intrínsecas dos transistores. Por isto, aparecem tanto em simulação como no resultado experimental, os dois níveis de tensão nos transistores (um de proximadamente 100 V e outro de 50V).

d) - Comutação do Diodo  $D_1$

A Fig.2.12b mostra a tensão e a corrente do diodo  $D_1$ , na qual se verifica a comutação natural de  $D_1$ . As oscilações existentes são devido às capacitâncias intrínsecas dos diodos e aos seus tempos de recuperação.

A partir da Fig.2.12 verifica-se que não existem, praticamente, perdas de comutação no conversor.



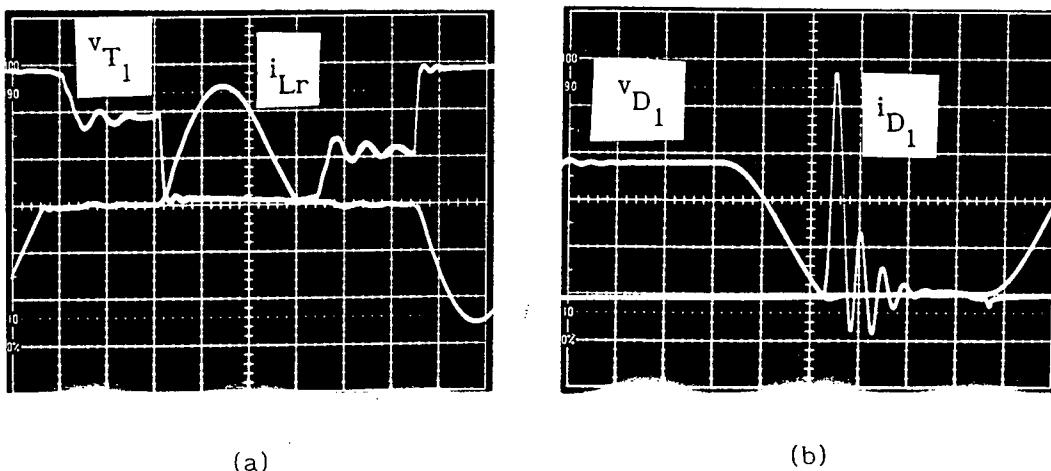


Fig.2.12: Comutações para:  $V_o = 12V$ ;  $I_o = 7,2A$ ;  $V_s = 75V$ ;  $I_s = 0,36A$  e  $f_s = 97 \text{ kHz}$ . (a) tensão sobre a transistor  $T_1$  (50V/div) e corrente no indutor ressonante (2A/div), e (b) tensão sobre o diodo  $D_1$  (50V/div) e corrente em  $D_1$  (1A/div), escala de tempo:  $1\mu s/\text{div}$ .

#### e) - Curvas Características

##### e.1) - Curvas Características de Saída

A partir de levantamento de diversos pontos de operação, foram obtidas as curvas características de saída, que são mostradas na Fig.2.13. As curvas tracejadas representam as características teóricas para um rendimento de 80%, e as curvas cheias, as características experimental. As diferenças existentes são, principalmente, devido às perdas de condução das chaves.

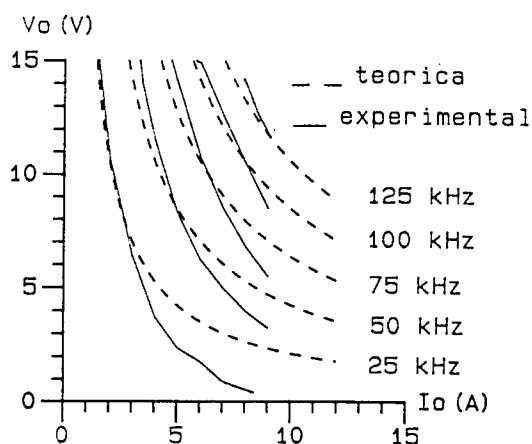


Fig.2.13: Curvas características de saída.

e.2) - Curva de Potência Média de Saída em Função da Frequência de Chaveamento

A Fig.2.14 mostra a característica linear entre a potência média de saída e a frequência de chaveamento para  $V_o = 12V$ . A curva tracejada representa as características teórica para um rendimento de 80%, e a curva cheia as características experimental. Esta característica linear é uma das vantagens apresentadas por este conversor, principalmente para efeito de controle.

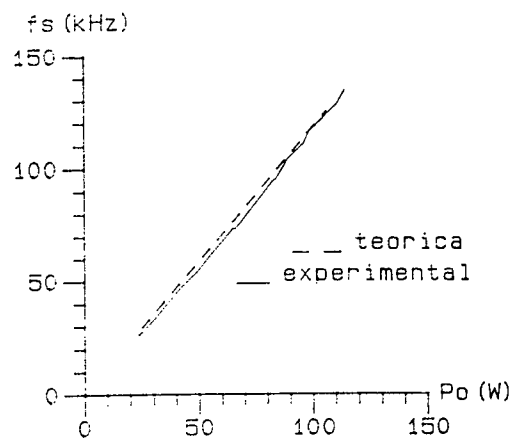


Fig.2.14: Potência média de saída em função de  $f_s$  para  $V_o = 12V$ .

e.3) - Curva de Rendimento

A Fig.2.15 mostra a curva de rendimento do conversor em função da potência média de saída para  $V_o = 12V$ . Deve-se ressaltar, que as maiores perdas que ocorrem são as de condução dos diodos retificadores de saída.

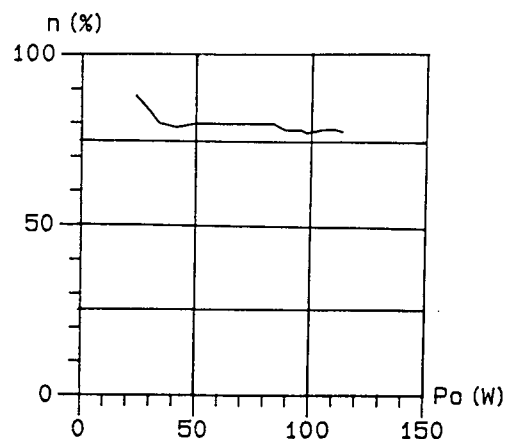


Fig.2.15: Rendimento em função da potência média de saída para  $V_o = 12V$ .

## 2.12 - CONCLUSÃO

Com o conversor proposto, que realiza a interrupção do ciclo ressonante através do grampeamento da tensão no capacitor ressonante, a máxima tensão sobre o capacitor fica limitada à tensão da fonte de alimentação. Desta forma, elimina-se a troca de energia entre a fonte de alimentação e o circuito ressonante, a qual é responsável pelos altos valores eficazes de corrente nos semicondutores.

O conversor pode operar em condução descontínua em uma faixa de variação da frequência de chaveamento definida por  $f_s/f_o < 1$ , enquanto que no conversor série ressonante operando em condução contínua esta faixa é definida por  $f_s/f_o < 0.5$ .

A operação do conversor em condução descontínua de corrente faz com que não existam, praticamente, perdas de comutação.

Desenvolveu-se uma metodologia de projeto para o conversor, sendo aplicada a um exemplo de projeto.

Através do protótipo de laboratório de 100 W e 100 kHz de frequência de operação, foram comprovados a análise teórica e os resultados de simulação. Além disso, foram verificados o bom comportamento do conversor para uma ampla faixa de variação de carga e uma característica linear entre a potência de saída e a frequência de chaveamento para a tensão de saída constante igual a 12V.

## C A P Í T U L O    I I I

### CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DE TENSÃO, CONTROLE PWM E COMUTAÇÃO SOB CORRENTE NULA

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

Os Conversores Série Ressonante, cujas topologias básicas para aplicações em fontes chaveadas são mostradas na Fig.3.1, são apropriados para operação em frequências elevadas, devido às baixas perdas de chaveamento. Entretanto, a troca de energia entre a fonte de alimentação e o circuito ressonante aumenta os valores eficazes da corrente através dos semicondutores, e por consequência, as perdas de condução.

Para evitar estes problemas, o conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante foi proposto e estudado no CAPÍTULO II, onde se destacam as seguintes características: baixas perdas de chaveamento e grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Cabe ressaltar, que este conversor é derivado de uma das topologias básicas mostradas na Fig.3.1, pela adição de diodos de grampeamento, como mostra a Fig.3.2. Apesar das melhorias obtidas em relação ao conversor série ressonante operando em condução contínua, a característica mais indesejável, isto é, modulação por frequência não é eliminada. Como foi demonstrado no CAPÍTULO II, para valores fixos das tensões de entrada e de saída, a potência de saída é dada pela equação (3.1).

$$P_o = k.f_s \quad (3.1)$$

onde:  $k = (2.V_s^2)/(\pi.f_o.Z_o)$

Isto significa que para uma faixa de variação de potência de 10% à 100% equivale a uma variação na frequência de chaveamento de 10% à 100%, que é uma faixa inaceitável para muitas aplicações, devido ao aumento dos transformadores, indutores e capacitores.

Para superar os problemas apresentados pelo conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante modulado em frequência, neste capítulo é proposto, analisado e projetado um conversor série ressonante, com grampeamento da tensão no capacitor ressonante operando com controle "PWM" e comutação sob corrente nula [22].

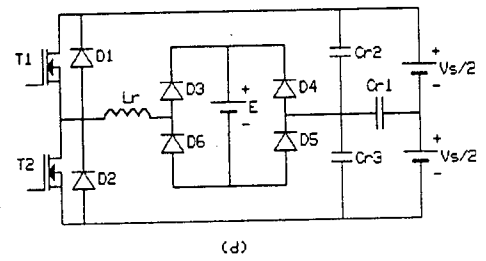
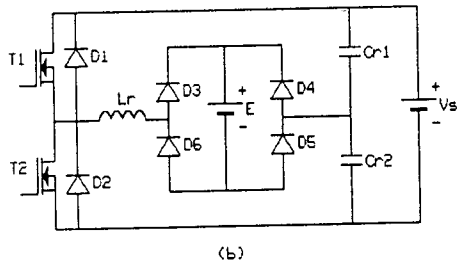
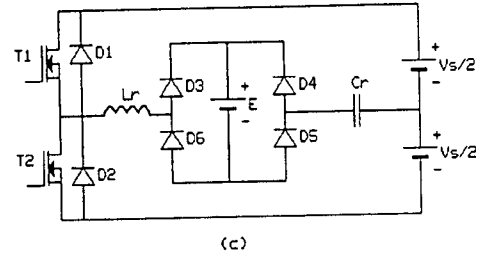
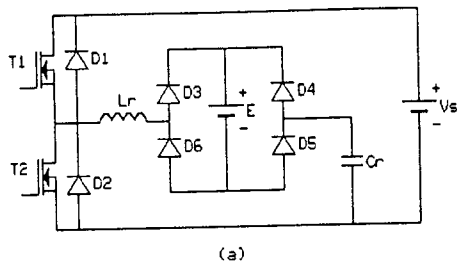


Fig.3.1: Variações topológicas do conversor série ressonante para aplicações em fontes chaveadas.

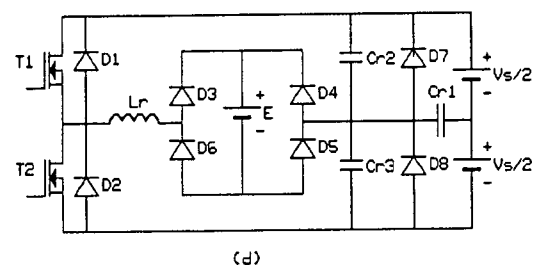
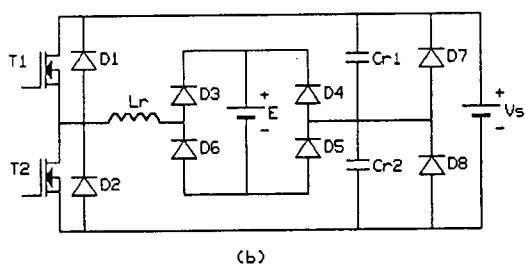
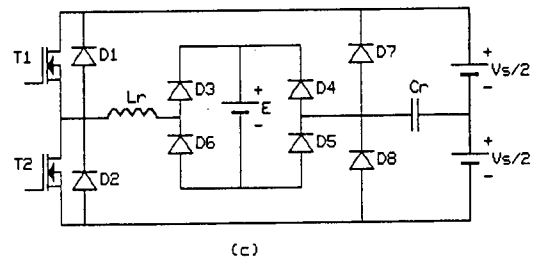
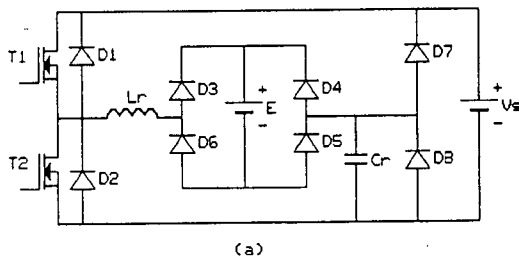


Fig.3.2: Variações topológicas do conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante.

### 3.2 - CIRCUITO PROPOSTO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O diagrama do estágio de potência do conversor proposto é mostrado na Fig.3.3 e é descrito a seguir:

- $T_1, T_2$  - transistores principais
- $T_3, T_4$  - transistores auxiliares
- $L_r$  e  $C_r$  - elementos ressonantes
- $V_s$  - tensão de entrada
- $E$  - tensão de saída
- $D_1, D_2$  - diodos de grampeamento
- $D_3, D_4, D_5$  e  $D_6$  - diodos retificadores de saída.

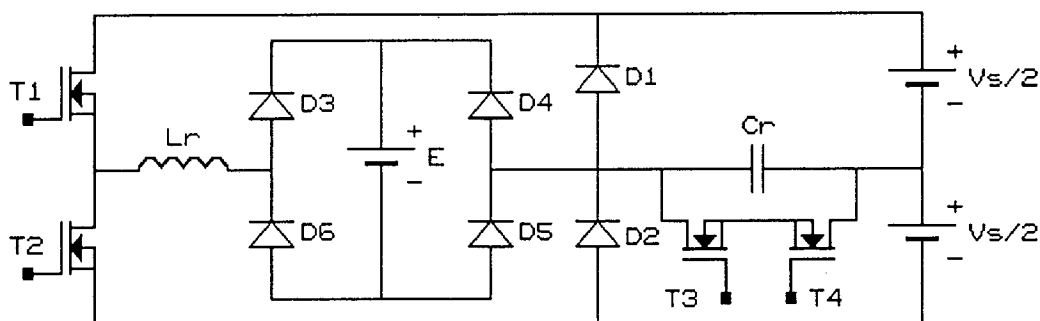


Fig.3.3: Diagrama do estágio de potência do conversor proposto.

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem as etapas de operação, mostradas na Fig.3.4, e descritas a seguir:

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão no capacitor ressonante é negativa e a chave semicondutora  $S_1$  entra em condução. A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante, até o instante  $t_1$ , quando  $v_{Cr}(t)$  se anula.

2ª etapa - linear ( $t_1, t_2$ ): esta etapa começa no instante  $t_1$ , quando as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  entram em condução sob tensão nula. Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  cresce linearmente. A duração desta etapa,  $\Delta t = t_2 - t_1$ , controla a potência transferida para a carga.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): no instante  $t_2$ , chaves  $S_3$  e  $S_4$  são bloqueadas sob tensão nula. Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. No instante  $t_3$ , a tensão  $v_{Cr}(t)$  atinge a tensão  $V_s/2$ , o diodo  $D_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$  e  $v_{Cr}(t)$  é mantida grampeada em  $V_s/2$ .

4ª etapa - roda livre ( $t_3, t_4$ ): Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  decresce linearmente até o instante  $t_4$  quando  $i_{Lr}(t)$  se anula.

A partir do instante  $t_4$  até o instante da entrada em condução da chave semicondutora  $S_2$ , em  $T_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t)$  permanece igual a zero e a tensão  $v_{Cr}(t)$  é mantida grampeada em  $V_s/2$ .

Um tempo morto é introduzido no comando dos transistores  $T_1$  e  $T_2$  para evitar um curto-circuito no braço do conversor. Em regime permanente as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.3.4.

As principais formas de onda e os sinais de comando dos transistores são mostrados na Fig.3.5.

### 3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com o intuito de simplificar a análise serão consideradas: chaves semicondutoras ideais com comando complementar e elementos ressonantes ideais.

#### 3.3.1 - 1ª etapa ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$  e  $i_{Lr}(t_0) = 0$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, chega-se às seguintes equações:

$$v_{Cr}(t) = \left( V_s/2 - E \right) - \left( V_s - E \right) \cdot \cos \omega_o t \quad (3.2)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot i_{Lr}(t) = \left( V_s - E \right) \cdot \sin \omega_o t \quad (3.3)$$

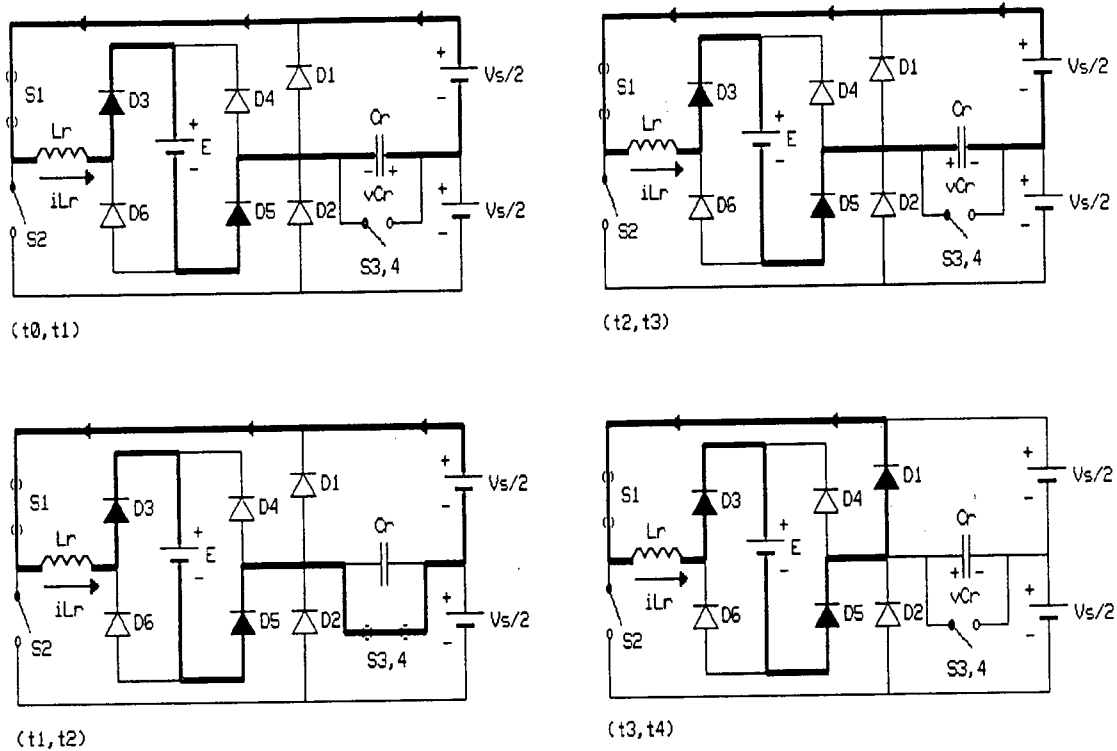


Fig.3.4: Etapas de operação do conversor.

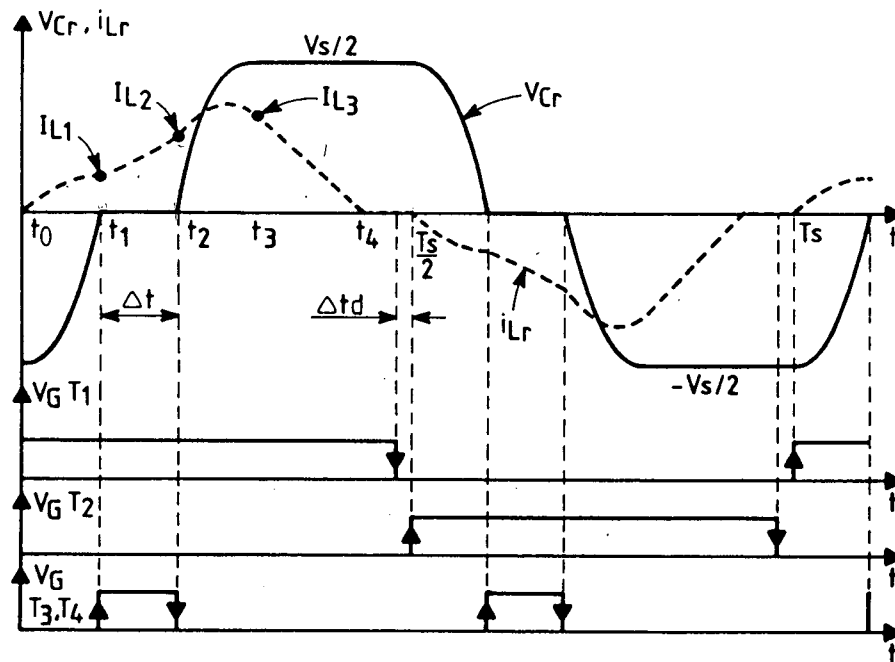


Fig.3.5: Principais formas de onda e sinais de comando dos transistores.



As equações (3.2) e (3.3) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (1-q) - (2-q) \cdot \cos \omega_o t \quad (3.4)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = (2-q) \cdot \sin \omega_o t \quad (3.5)$$

onde:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = v_{Cr}(t)/(V_s/2) \quad (3.6)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = Z_o \cdot i_{Lr}(t)/(V_s/2) \quad (3.7)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_1$  quando  $\overline{v}_{Cr}(t_1)=0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = \overline{I}_{L1}$ .

Plano de fase:

A partir das equações (3.4) e (3.5) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 1 da Fig.3.6, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r}_1 = 2 - q \quad (3.8)$$

$$\text{Duração da etapa: } \phi = \omega_o t_1 = \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) \quad (3.9)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I}_{L1} = \sqrt{3-2q} \quad (3.10)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$

A partir do circuito equivalente desta etapa pode-se escrever a seguinte equação diferencial normalizada:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{v}_{Cr}(t)}{dt} \quad (3.11)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_o}^{t_1} \overline{i}_{Lr}(t) dt = 1 \quad (3.12)$$

A partir da equação (3.5) pode-se escrever:

$$\overline{i}_{Lr}^2(t) = \frac{(2-q)^2}{2} \left( 1 - \cos 2\omega_o t \right) \quad (3.13)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_o}^t \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} \quad (3.14)$$

3.3.2 - 2<sup>a</sup> etapa linear ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = \overline{I}_{L1}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \overline{I}_{L1} + (1-q) \cdot \omega_o (t-t_1) \quad (3.15)$$

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 0 \quad (3.16)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_2$  quando  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L2}$ .

A razão cíclica D é definida da seguinte forma:

$$D = \frac{\Delta t}{T_s/2} \quad (3.17)$$

onde:

$$\Delta t = t_2 - t_1 \quad (3.18)$$

Multiplicando a equação (3.17) por  $\omega_o$  chega-se a:

$$\omega_o \cdot \Delta t = \frac{\pi \cdot D}{f_s/f_o} \quad (3.19)$$

A partir das equações (3.15) e (3.19), chega-se à corrente no final desta etapa como sendo:

$$\overline{I}_{L2} = \overline{I}_{L1} + (1-q) \cdot \frac{\pi \cdot D}{f_s / f_o} \quad (3.20)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (3.15) e (3.16) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 2 da Fig.3.6.

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d \overline{i}_{Lr}(t)}{dt} = \omega_o \cdot (1-q) \quad (3.21)$$

Multiplicando a equação (3.21) por  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \frac{1}{2(1-q)} \cdot (\overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2) \quad (3.22)$$

Multiplicando a equação (3.21) por  $\overline{i}_{Lr}^2(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{1}{3(1-q)} \cdot (\overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3) \quad (3.23)$$

3.3.3 - 3ª etapa: ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L2}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (1-q) - (1-q) \cdot \cos \omega_o t + \overline{I}_{L2} \cdot \sin \omega_o t \quad (3.24)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = (1-q) \cdot \sin \omega_o t + \overline{I}_{L2} \cdot \cos \omega_o t \quad (3.25)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_3$  quando  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L3}$ .

Plano de Fase:

A partir das equações (3.24) e (3.25) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.3.6, onde:

$$\text{Raio da Trajetória: } \overline{r}_2^2 = \overline{I}_{L2}^2 + (1-q)^2 \quad (3.26)$$

$$\text{Duração da etapa: } \theta_f - \theta_o = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{\overline{r}_2} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{q}{\overline{r}_2} \right) \quad (3.27)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I}_{L3}^2 = \overline{r}_2^2 - q^2 \quad (3.28)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A partir do circuito equivalente desta etapa, pode-se escrever a seguinte equação diferencial normalizada:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{v}_{Cr}(t)}{dt} \quad (3.29)$$

Fazendo-se a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}(t) dt = 1 \quad (3.30)$$

A partir do plano de fase mostrado na Fig.3.6 verifica-se que a corrente  $\overline{i_{Lr}}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{r_2} \cdot \text{sen}(\theta + \theta_o) \quad (3.31)$$

$$\text{onde: } \theta = \omega_o t \quad (3.32)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$  a partir da equação (3.31), resulta:

$$\omega_o \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\overline{r_2}^2}{2} (\theta_f - \theta_o) + \frac{1}{2} \left[ q \cdot (\overline{I_{L3}} - \overline{I_{L2}}) + \overline{I_{L2}} \right] \quad (3.33)$$

3.3.4 - 4<sup>a</sup> etapa roda-livre ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t) = 1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{I_{L3}}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{I_{L3}} - q \cdot \omega_o (t - t_3) \quad (3.34)$$

$$\overline{v_{Cr}}(t) = 1 \quad (3.35)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_4$  quando  $\overline{v_{Cr}}(t_4) = 1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_4) = 0$ .

A duração desta etapa é obtida da equação (3.34) com  $\overline{i_{Lr}}(t_4) = 0$ .

$$\omega_o \cdot (t_4 - t_3) = \frac{\overline{I_{L3}}}{q} \quad (3.36)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (3.34) e (3.35) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 4 da Fig.3.6.

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d \overline{i_{Lr}}(t)}{dt} = -q \cdot \omega_o (t-t_3) \quad (3.37)$$

Multiplicando a equação (3.37) por  $\overline{i_{Lr}}(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \frac{\overline{i_{L3}}^2}{2q} \quad (3.38)$$

Multiplicando a equação (3.37) por  $\overline{i_{Lr}}^2(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\overline{i_{L3}}^3}{3q} \quad (3.39)$$

### 3.4 - PLANO DE FASE DO CONVERSOR

A partir de  $t_4$  até  $T_s/2$ ,  $\overline{v_{Cr}}(t) = 1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t) = 0$ , esta condição é representada no plano de fase pelo ponto (1,0). Neste intervalo, tanto a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  como a de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$  são iguais a zero. A partir das equações da 1ª, 2ª, 3ª e 4ª etapas, chega-se ao plano de fase do conversor que é mostrado na Fig.3.6.

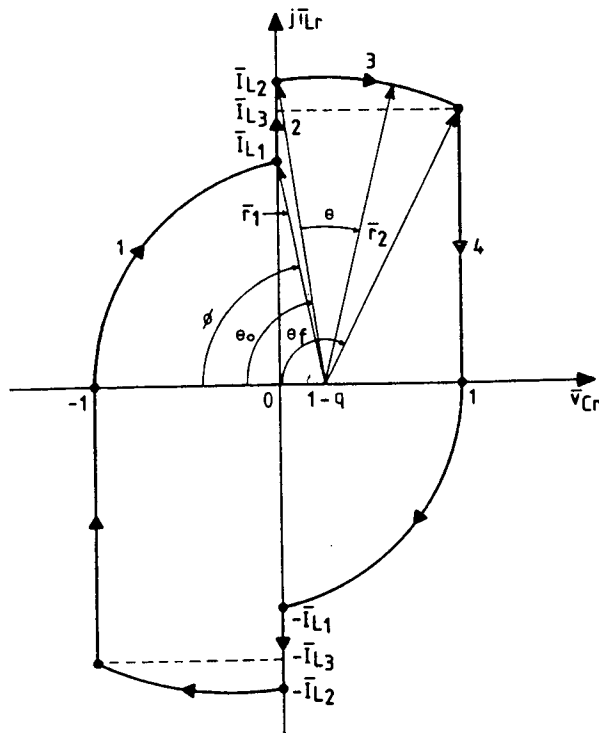


Fig.3.6: Plano de fase do conversor.

### 3.5 - CONTROLE DA POTÊNCIA TRANSFERIDA PARA A CARGA

Através da variação da razão cíclica  $D$ , correspondente ao tempo de condução dos transistores  $T_3$  e  $T_4$ , controla-se a potência transferida para a carga. Desta forma, consegue-se um controle de potência com frequência constante.

### 3.6 - DEFINIÇÃO DAS FAIXAS DE OPERAÇÃO

#### 3.6.1 - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

O limite inferior da frequência de chaveamento é definido em função da resposta dinâmica e compactação desejados. Entretanto, a máxima frequência de chaveamento para o funcionamento do conversor em condução descontínua, é aquela onde  $(T_s/2 - t_4) = 0$ . Nesta condição pode-se escrever:

$$\frac{T_{s \min}}{2} = (t_4 - t_o) \quad (3.40)$$

Multiplicando a equação (3.40) por  $\omega_o$  e considerando a duração das quatro etapas de operação chega-se a:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} = \frac{\pi(1 - D)}{\left[ \pi + \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{r_2}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{q}{r_2}\right) + \frac{\overline{I_{L3}}}{q} \right]} \quad (3.41)$$

A equação (3.41) apresenta a relação entre a máxima frequência de chaveamento (normalizada pela frequência de ressonância) e o ganho estático de tensão em função da razão cíclica D. Esta relação é mostrada na Fig.3.7.

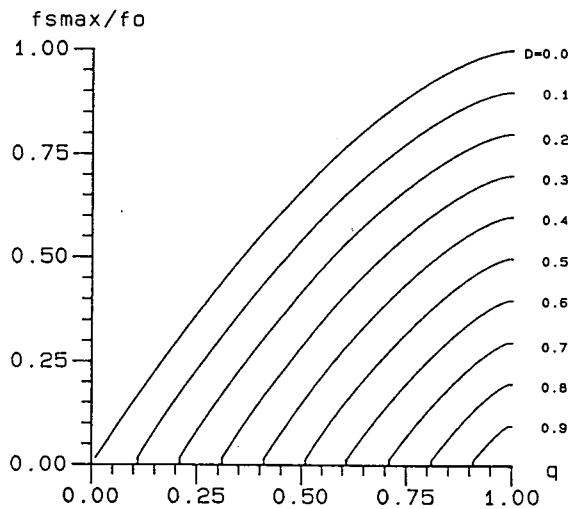


Fig.3.7: Relação entre  $f_{s \max}/f_o$  e q tendo D como parâmetro.

### 3.6.2 - Limites da Tensão de Saída

A operação do conversor com curto-circuito na carga, ou seja,  $q = 0$ , ocorre com condução contínua de corrente no indutor ressonante. Nesta condição, não haverá comutação sob corrente nula nos transistores  $T_1$  e  $T_2$ .

O conversor pode operar, no caso limite, com  $q_{\max} = 1$ . Nesta condição, não haverá crescimento da corrente no indutor ressonante durante a 2ª etapa de operação.



### 3.7 - DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÉDIAS, EFICAZES E DE PICO

Com o intuito de simplificar as expressões correspondentes às correntes do conversor, são utilizadas as seguintes equações: (3.10), (3.20), (3.26), (3.27) e (3.28).

#### Corrente Média na Carga

A corrente que circula na carga é igual à corrente no indutor ressonante retificada. Utilizando-se a relação:

$$\frac{1}{\omega_o \cdot T_s} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (3.42)$$

e com equações (3.12), (3.22), (3.30) e (3.38), chega-se a:

$$\overline{I}_o = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{q} \cdot \frac{f_s}{f_o} + \frac{(1-q)}{2q} \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{f_s/f_o} + \frac{\sqrt{3-2q}}{q} \cdot D \quad (3.43)$$

#### Corrente Eficaz na Carga

A partir das equações (3.14), (3.23), (3.33), (3.39) e (3.42), chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{EF}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \left[ \frac{1}{2} \cdot (2-q)^2 \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} + \frac{1}{3(1-q)} \cdot \left( \overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3 \right) + \right. \\ \left. + \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot \left( \theta_f - \theta_o \right) + \frac{1}{2} \cdot \left[ q \cdot \left( \overline{I}_{L3} - \overline{I}_{L2} \right) + \overline{I}_{L2} \right] + \frac{\overline{I}_{L3}^3}{3q} \right] \quad (3.44) \end{aligned}$$

#### Corrente Média nas Chaves Principais e nos Diodos Retificadores

Cada chave semicondutora e par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:

$$\overline{I}_{T_M} = \overline{I}_{DR_M} = \frac{\overline{I}_o}{2} \quad (3.45)$$

## Corrente Eficaz nas Chaves Principais e nos Diodos Retificadores

Considerando a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{I}_{T_{EF}} = \overline{I}_{DR_{EF}} = \frac{\overline{I}_{EF}}{\sqrt{2}} \quad (3.46)$$

## Corrente Média nos Diodos Grampeadores

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente no indutor ressonante apenas nas etapas de roda livre. Assim, a partir da equação (3.38), chega-se a:

$$\overline{I}_{DG_M} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L3}^2}{2q} \quad (3.47)$$

## Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores

A partir da equação (3.39), chega-se a:

$$\overline{I}_{DG_{EF}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L3}^3}{3q} \quad (3.48)$$

## Corrente Média nas Chaves Auxiliares

Em cada período, a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  circula pelas chaves semicondutoras auxiliares, somente durante a 2ª etapa de operação. Assim, a partir da equação (3.22), chega-se a:

$$\overline{I}_{M_{T_3, T_4}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{1}{2(1-q)} \cdot \left( \overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2 \right) \quad (3.49)$$

## Corrente Eficaz nas Chaves Auxiliares

A partir da equação (3.23), chega-se a:

$$\overline{I}_{EF_{T_3, T_4}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{1}{3(1-q)} \cdot \left( \overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3 \right) \quad (3.50)$$

### Corrente Eficaz no Capacitor Ressonante

Em cada período de operação, circula corrente no capacitor ressonante somente nas etapas ressonantes. Assim a partir das equações (3.14) e (3.33) chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{EF_{Cr}}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{1}{2} \cdot (2-q)^2 \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} + \right. \\ \left. + \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot (\theta_f - \theta_o) + \frac{1}{2} \cdot \left[ q \cdot (\overline{I}_{L3} - \overline{I}_{L2}) + \overline{I}_{L2} \right] \right] \end{aligned} \quad (3.51)$$

### Corrente de Pico nas Chaves Principais e Diodos Retificadores

A partir do plano de fase verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  ocorre quando  $\theta + \theta_o = 90^\circ$ , assim:

$$\overline{I}_{T_P} = \overline{I}_{DR_P} = \overline{r}_2 \quad (3.52)$$

### Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores

Do plano de fase verifica-se que:

$$\overline{I}_{DG_P} = \overline{I}_{L3} \quad (3.53)$$

### Corrente de Pico nas Chaves Auxiliares

A partir do plano de fase verifica-se que:

$$\overline{I}_{P_{T_3, T_4}} = \overline{I}_{L2} \quad (3.54)$$

### 3.8 - ÁBACOS PARA PROJETO

A partir das equações que caracterizam o comportamento do conversor, podem ser traçados ábacos que simplificam o projeto.

#### a) - Características de Saída

A partir da equação (3.43) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.8. Estas curvas representam o comportamento da tensão de saída normalizada em função da corrente média de saída, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para valores definidos da razão  $f_s/f_o$ .

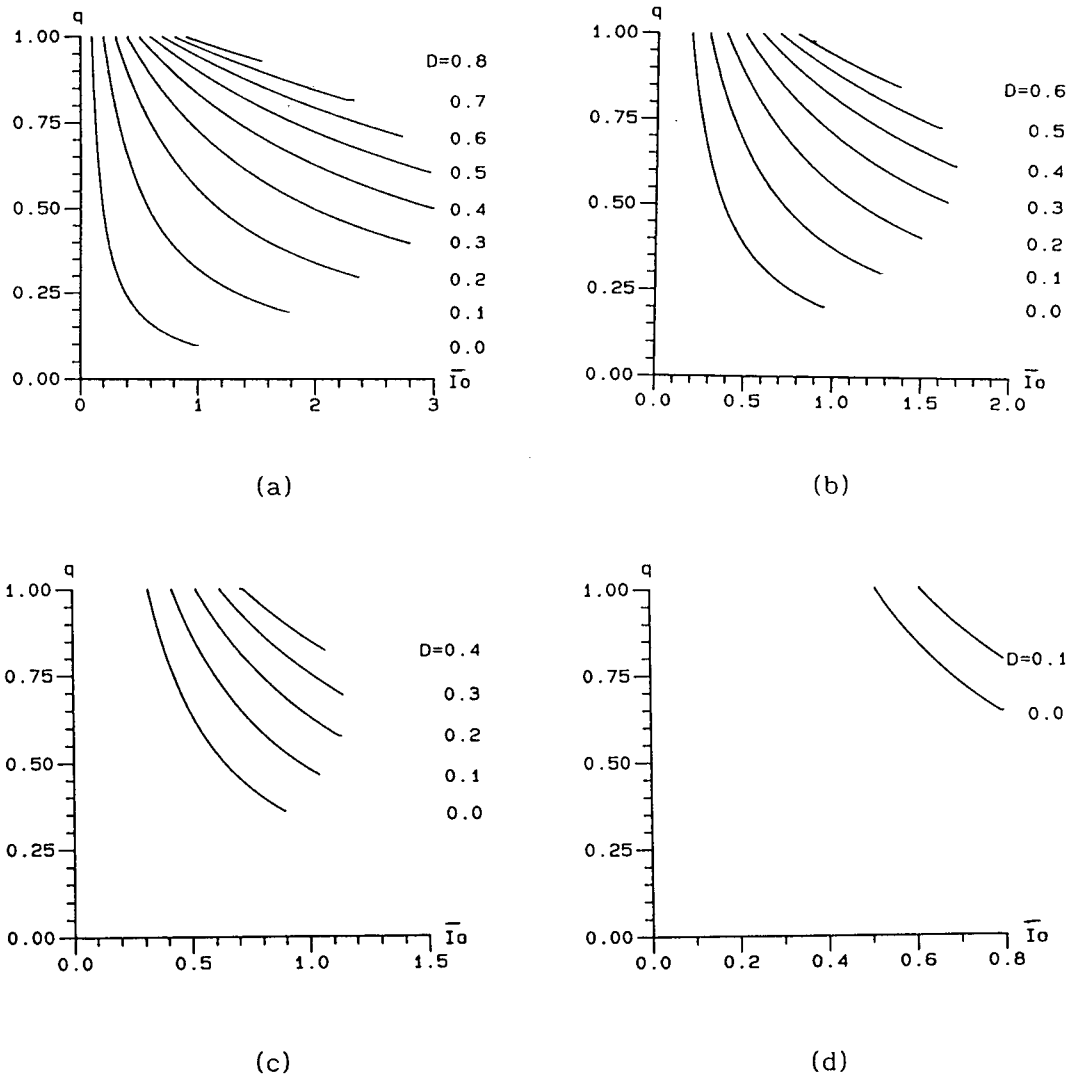


Fig.3.8: Curvas características de  $q \times \bar{I}_o$  tendo  $D$  como parâmetro e para: (a)  $f_s/f_o = 0,15$ ; (b)  $f_s/f_o = 0,3$ ; (c)  $f_s/f_o = 0,5$  e (d)  $f_s/f_o = 0,8$ .

A partir da equação (3.44) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.9, que representam o comportamento da corrente eficaz de saída normalizada em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

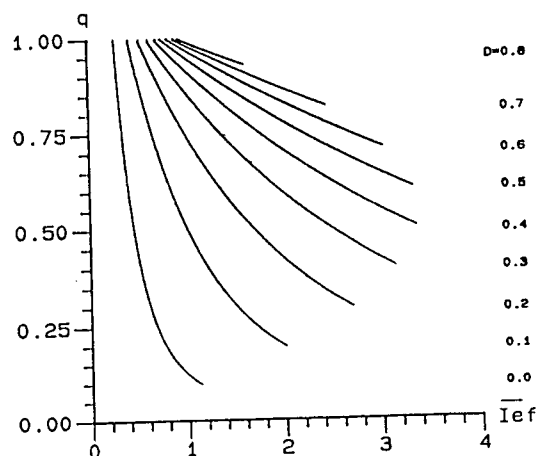


Fig.3.9: Curvas características  $\overline{I}_{EF}$  x  $q$  tendo  $D$  como parâmetro, para:  $f_s/f_o = 0,15$ .

b) - Curva da Corrente Eficaz nas Chaves Semicondutoras Principais em Função da Corrente de Saída

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras principais, representada pela equação (3.46), é mostrada na Fig.3.10. Esta curva é comparada com a curva correspondente do conversor modulado pela frequência de chaveamento ("FM"), apresentado no CAPÍTULO II. Como pode-se observar, o conversor "PWM" apresenta uma significativa redução nas perdas de condução das chaves. As curvas da Fig.3.10 foram obtidas para:  $Z_o = 28,8 \Omega$  para o conversor "PWM" e  $Z_o = 9,6 \Omega$  para o conversor "FM" com  $q = 0,75$  para ambos conversores.

c) - Curvas Características da Corrente Média e Eficaz nos Diodos Grampeadores

Com as equações (3.47) e (3.48) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.11, que representam o comportamento da corrente média (Fig.3.11a) e corrente eficaz (Fig.3.11b) nos diodos grampeadores, em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

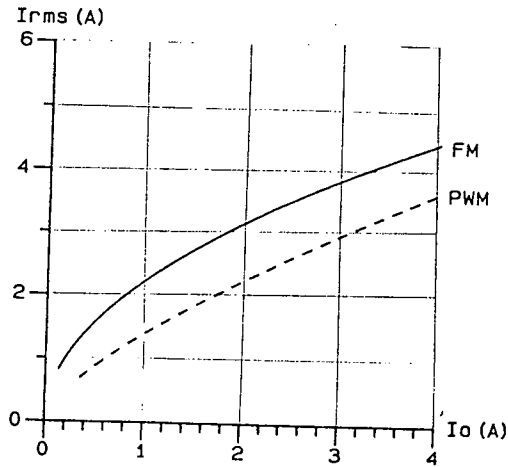


Fig.3.10: Corrente eficaz nas chaves semicondutoras principais em função da corrente média de saída.

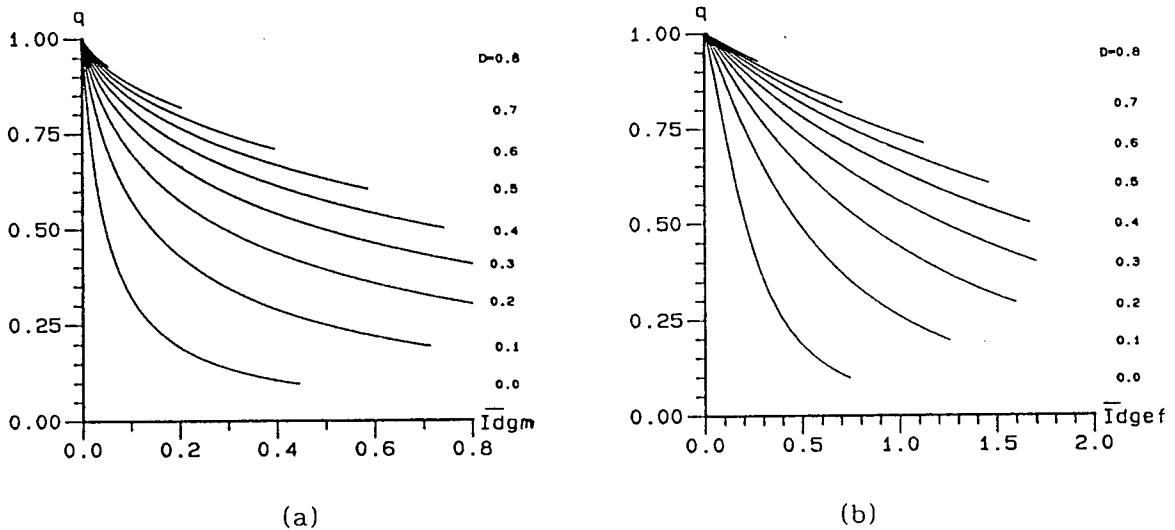


Fig.3.11: Curvas características de corrente nos diodos grameadores: (a)  $\overline{I_{DG_M}} \times q$ , (b)  $\overline{I_{DG_{EF}}} \times q$ , tendo D como parâmetro e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

d) - Curvas Características de Corrente nas Chaves Auxiliares.

Com as equações (3.49) e (3.50) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.12, que representam o comportamento da corrente média (Fig.3.12a) e da corrente eficaz (Fig.3.12b) nas chaves semicondutoras auxiliares, em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

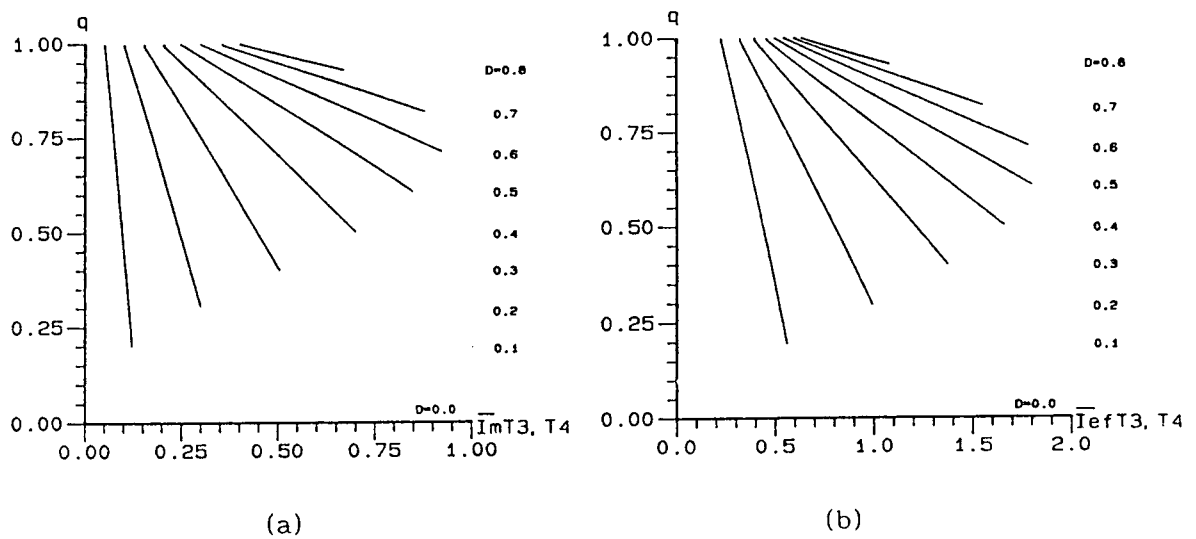


Fig.3.12: Curvas características de corrente nas chaves auxiliares: (a)  $\bar{I}_{M_{T_3, T_4}} \times q$ , (b)  $\bar{I}_{EF_{T_3, T_4}} \times q$ , tendo  $D$  como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

e) - Curvas Características da Corrente Eficaz no Capacitor Ressonante

A partir da equação (3.51) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.13, que representam o comportamento da corrente eficaz no capacitor ressonante em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

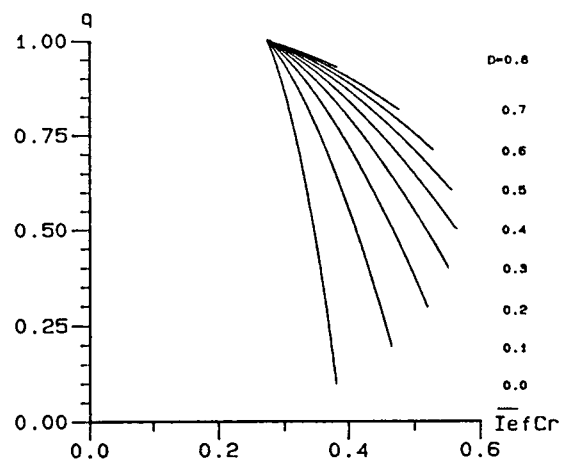


Fig.3.13: Curvas características  $\bar{I}_{EF_{Cr}} \times q$  tendo  $D$  como parâmetro e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

f) - Curvas Características de Corrente de Pico nas Chaves Principais e nos Diodos Retificadores

A partir da equação (3.52) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.14, que representam o comportamento da corrente de pico nas chaves semicondutoras principais em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

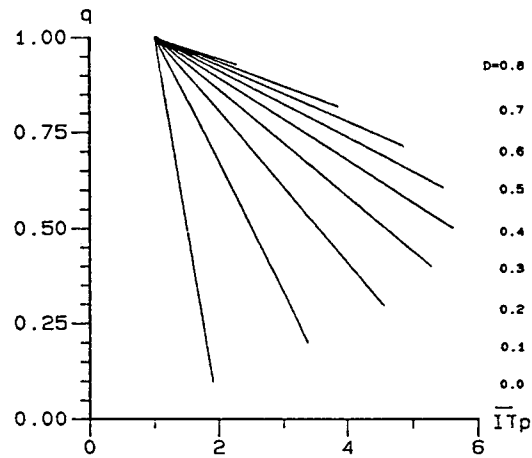


Fig.3.14: Curvas características  $\overline{I_{TP}}$  x  $q$  tendo  $D$  como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

g) - Curvas Características de Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores

A partir da equação (3.53) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.15, que representam o comportamento da corrente de pico nos diodos grampeadores em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

h) - Curvas Características de Corrente de Pico nas Chaves Auxiliares

A partir da equação (3.54) chega-se às curvas mostradas na Fig.3.16, que representam o comportamento da corrente de pico nas chaves semicondutoras auxiliares em função do ganho estático de tensão, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .



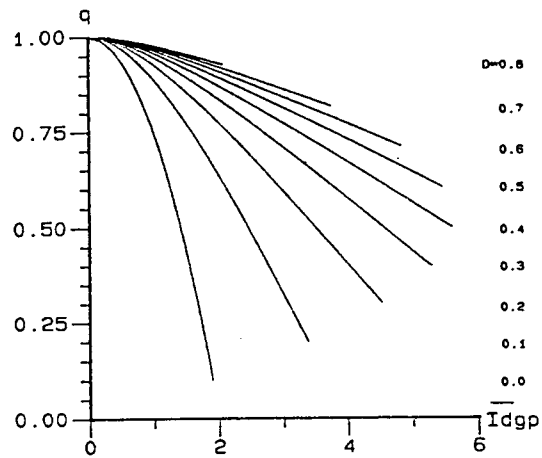


Fig.3.15: Curvas características de  $\bar{I}_{DG_p}$  x  $q$  tendo  $D$  como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

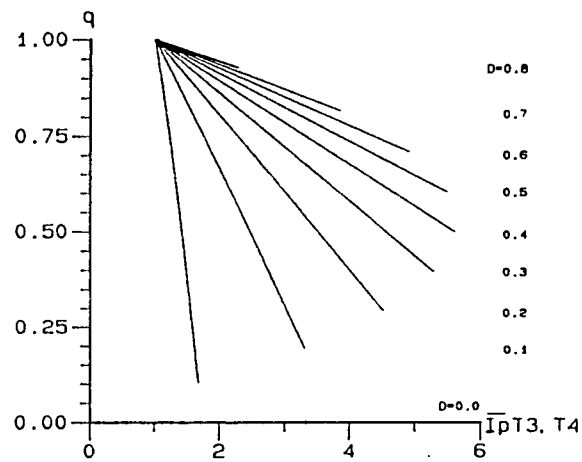


Fig.3.16: Curvas características de  $\bar{I}_{p_{T3,T4}}$  x  $q$  tendo  $D$  como parâmetro, e para  $f_s/f_o = 0,15$ .

### 3.9 - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Um procedimento para o projeto do conversor é descrito a seguir. Os seguintes dados devem ser especificados:

- tensão de entrada -  $V_s/2$ : mínima, máxima e nominal.
- tensão de saída -  $V_o$ : nominal.
- potência de saída -  $P_o$ : mínima, máxima e nominal.
- frequência de operação -  $f_s$ : nominal.

Alimentando o conversor a partir da tensão proveniente de um estágio de retificação da rede de 110V; têm-se:

$$\frac{V_{s(max)}}{2} = 90V; \quad \frac{V_{s(nom)}}{2} = 80V; \quad \frac{V_{s(min)}}{2} = 70V$$

Sejam a título de exemplo os seguintes valores:

$$V_o = 12V; f_s = 100 \text{ kHz}; P_{o(min)} = 50 \text{ W}; P_{o(nom)} = 150 \text{ W e } P_{o(max)} = 200W$$

Os seguintes passos devem ser observados:

1 - Escolhe-se a razão  $f_s/f_o$  que permita uma faixa ampla de variação na corrente média de saída em função da razão cíclica. Entretanto para uma razão  $f_s/f_o$  muito pequena os tempos das evoluções ressonantes tornam-se muito pequenos. Isto exige que o circuito de detecção da passagem por zero da tensão no capacitor ressonante tenha resposta muito rápida. Tendo, este circuito alta sensibilidade, ruídos poderão provocar falhas de comutação na entrada em condução das chaves semicondutoras auxiliares  $S_3$  e  $S_4$ . Assim esta escolha deve levar em conta um compromisso entre estes dois fatores. Adotou-se  $f_s/f_o = 0,15$  e com isso  $f_o = 667 \text{ kHz}$ .

2 - A partir da curva característica de saída mostrada na Fig. 3.8a, escolhe-se uma região de operação onde a variação da corrente média de saída com a razão cíclica apresenta maior linearidade. Adotou-se o seguinte valor:  $q_{nom} = 0,75$ .

Assim chega-se a:  $E = 60V$ ;  $q_{min} = 0,67$  e  $q_{max} = 0,86$ ; onde  $E$  é o valor médio da tensão de saída retificada referida ao primário do transformador. A tensão  $E = 60V$  determina a utilização de um transformador com relação 5:1.

3 - A partir da Fig.3.8a para  $q_{nom} = 0,75$ ; escolheu-se o valor da razão cíclica  $D_{nom} = 0,3$ ; definindo-se assim o ponto de operação. Nesta condição, a corrente média de saída normalizada é igual a:

$$\overline{I}_o = \frac{Z_o \cdot I_o}{V_s/2} = 0,9$$

4 - Do valor de  $I_o = P_o/E = 2,5$  A, determina-se a impedância característica  $Z_o = 28,8 \Omega$ . Das seguintes equações:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \text{e} \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

chega-se aos valores para:

$$L_r = 6,9 \mu\text{H} \quad \text{e} \quad C_r = 8,3 \text{ nF}$$

5 - A partir dos valores de  $P_{o(\min)}$ ,  $P_{o(\max)}$ ,  $V_{s(\min)}$  e  $V_{s(\max)}$ , determina-se  $D_{\min}$  e  $D_{\max}$  da seguinte forma:

5.1 - As equações da potência média de saída normalizada são:

$$\overline{P}_{o(\max)} = \frac{Z_o \cdot P_{o(\max)}}{\left(V_{s(\min)}/2\right)^2} \quad \text{e} \quad \overline{P}_{o(\min)} = \frac{Z_o \cdot P_{o(\min)}}{\left(V_{s(\max)}/2\right)^2}$$

das quais chega-se a:

$$\overline{P}_{o(\max)} = 1,18 \quad \text{e} \quad \overline{P}_{o(\min)} = 0,18$$

5.2 - Os valores limites da corrente média de saída normalizada são obtidos das seguintes equações:

$$\overline{I}_{o(\max)} = \frac{\overline{P}_{o(\max)}}{q_{\min}} \quad \text{e} \quad \overline{I}_{o(\min)} = \frac{\overline{P}_{o(\min)}}{q_{\max}}$$

assim:

$$\overline{I}_{o(\max)} = 1,76 \quad \text{e} \quad \overline{I}_{o(\min)} = 0,21$$

5.3 - Da Fig.3.8a para  $q_{\min} = 0,67$  e  $\overline{I}_{o(\max)} = 1,76$  chega-se a:  $D_{\max} = 0,4$ ; e para  $q_{\max} = 0,86$  e  $\overline{I}_{o(\min)} = 0,21$  chega-se a:  $D_{\min} = 0$ .

## 6 - Especificação dos Transistores e Diodos

A partir dos ábacos traçados para o conversor, chega-se aos seguintes valores necessários para a especificação dos transistores e diodos do conversor:

$T_1, T_2$  - tensão máxima = 180V  
 corrente média = 1,67A  
 corrente eficaz = 2,92A  
 corrente de pico = 8,26A

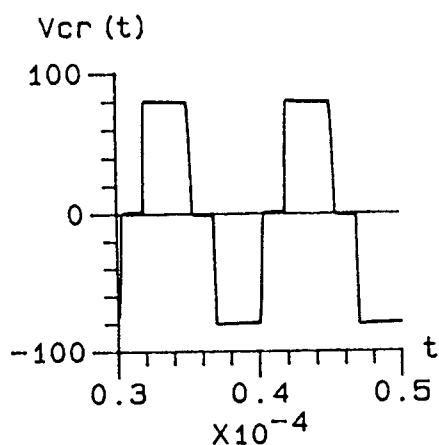
$T_3, T_4$  - tensão máxima = 90V  
 corrente média = 0,85A  
 corrente eficaz = 2,2A  
 corrente de pico = 8,02A

$D_1, D_2$  - tensão máxima = 180V  
 corrente média = 0,5A  
 corrente eficaz = 0,65A  
 corrente de pico = 8,0A

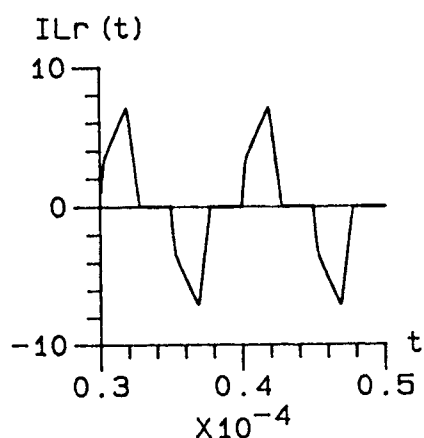
Diodos retificadores: - tensão máxima = 36V  
 corrente média = 8,3A  
 corrente eficaz = 14,6A  
 corrente de pico = 41,3A

### 3.10 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

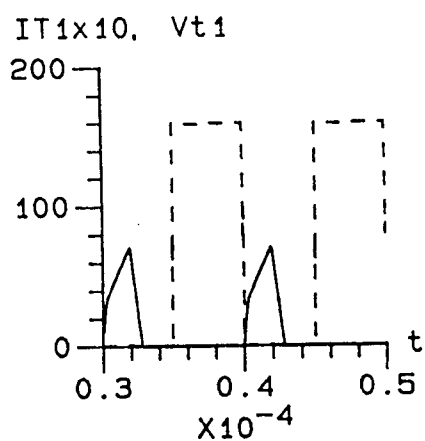
O conversor determinado em projeto, foi simulado pelo programa SCVOLT [21]. Os resultados obtidos são mostrados na Fig.3.17.



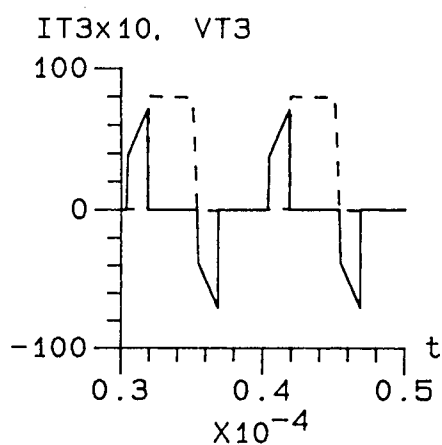
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.3.17: Resultados de simulação para:  $V_s/2 = 80$  V;  $E = 60$  V;  $f_s = 100$  kHz e  $D = 0,3$ ; (a) tensão no capacitor ressonante, (b) corrente no indutor ressonante, (c) corrente no transistor  $T_1$  (curva cheia) e tensão em  $T_1$  (curva tracejada), (d) corrente nos transistores auxiliares (curva cheia) e tensão sobre os transistores auxiliares (tracejada).

### 3.II - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### a) - Descrição do Estágio de Potência

Com o intuito de verificar a análise realizada para o conversor, foi implementado um protótipo de laboratório a partir do exemplo de projeto da seção 3.8. O diagrama do estágio de potência, mostrado na Fig.3.18, consiste de parâmetros e componentes com os seguintes valores:

$$V_s = 160V; V_o = 12V; I_{o_{\max}} = 15A; P_{o_{\max}} = 200W; f_s = 100kHz; f_o = 585kHz$$

$$C_o = 100\mu F; R_o = 0,96 \Omega; L_r = 7,4 \mu H; C_r = 10nF \text{ (polipropileno)}$$

$$T_1, T_2, T_3, T_4 - \text{IRF 740 (International Rectifier)}$$

$$D_1, D_2 - 4F2/06 \text{ (Semikron)}$$

$$D_3, D_4 - \text{USD475 (Unitrode)}$$

$$\text{Transformador} - N_p = 22 \text{ espiras, } N_s = 5 \text{ espiras}$$

$$\text{sobre o núcleo de ferrite E - 30/7 IP - 6 (THORTON)}$$

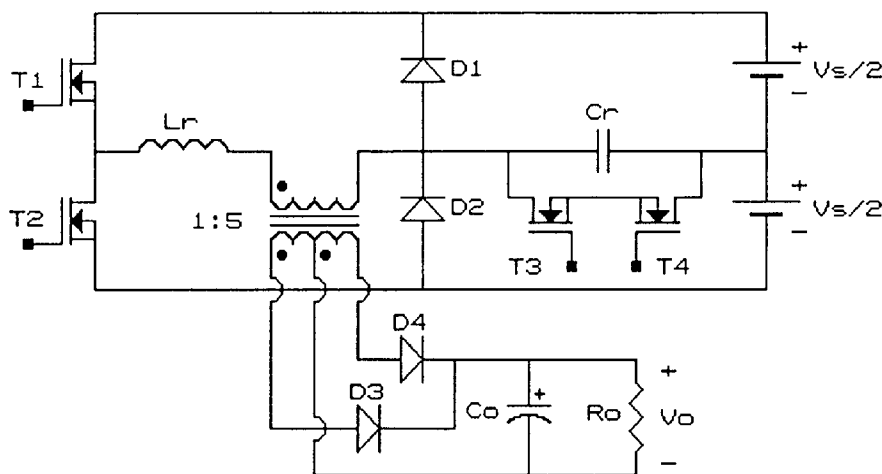
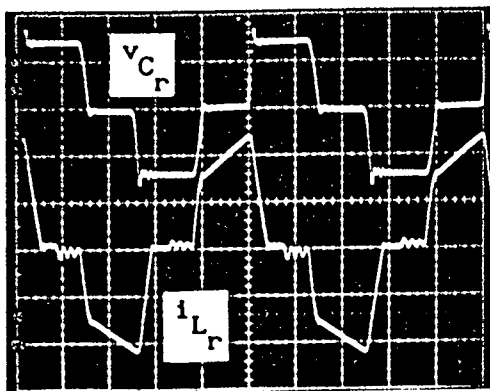


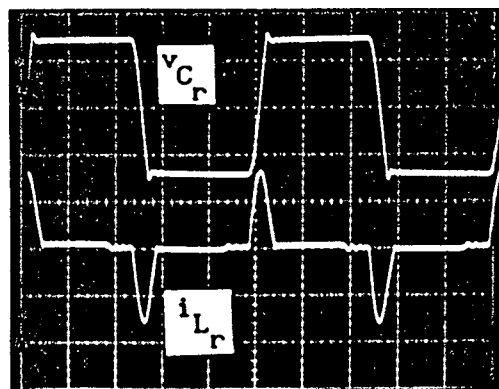
Fig.3.18: Circuito do estágio de potência do conversor.

#### b) - Tensão e Corrente no Circuito Ressonante

A partir da Fig.3.19 pode-se verificar que a transferência de potência para a carga é realizada pelo controle "PWM". Além disso, verifica-se o grampeamento da tensão no capacitor ressonante.



(a)

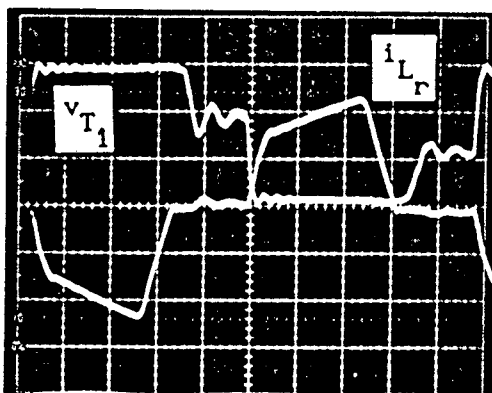


(b)

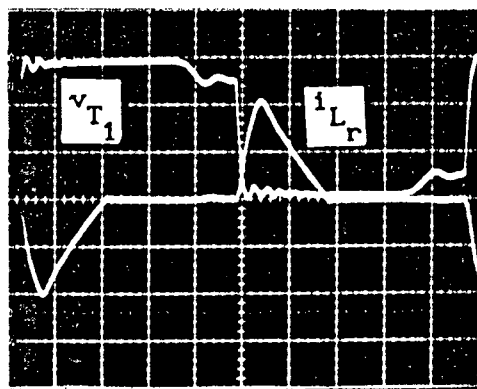
Fig.3.19: Tensão no capacitor ressonante  $v_{Cr}(t)$  e corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}(t)$  para: (a)  $D = 0,4$  e (b)  $D = 0,0$ . Curva superior:  $V_{Cr}$  (50V/div), curva inferior:  $i_{Lr}$  (2A/div), escala de tempo:  $2\mu s/\text{div}$ .

#### c) - Comutação do Transistor $T_1$

A Fig.3.20 mostra que as comutações nos transistores principais ocorrem sob corrente nula.



(a)



(b)

Fig.3.20: Tensão sobre o transistor  $T_1$  e corrente no indutor ressonante para: (a)  $D = 0,4$  e (b)  $D = 0,0$ . Escalas:  $V_{T_1}$  (50V/div),  $i_{Lr}$  (2A/div) e tempo ( $2\mu s/\text{div}$ ).

Os níveis de tensão que aparecem sobre os transistores principais (de aproximadamente 100V e 50V), se devem ao fato destes transistores serem bloqueados em um ângulo inferior a  $180^\circ$ . Estes níveis são impostos pelas malhas do conversor.

d) - Curvas Características de Saída

A Fig.3.21 mostra as curvas características de saída teórica (curvas tracejadas) e experimental (curvas cheias). As diferenças existentes são, principalmente, devido as perdas de condução nas chaves semicondutoras.

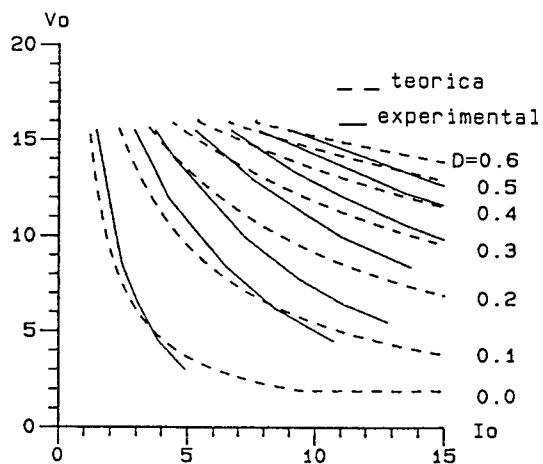


Fig.3.21: Curvas características de saída.

e) - Curva de Rendimento

A Fig.3.22 mostra a curva de rendimento do conversor em função da potência média de saída para  $V_o = 12V$ .

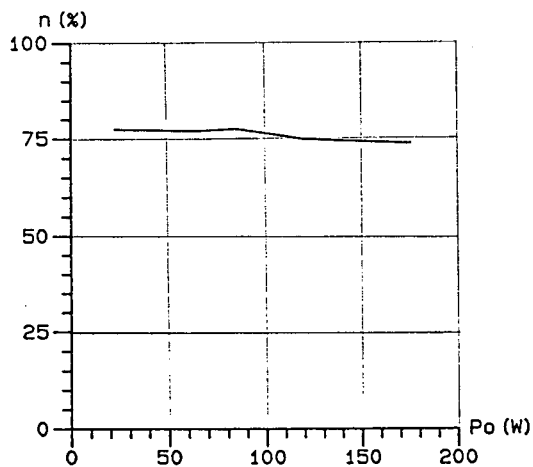


Fig.3.22: Rendimento em função da potência média de saída para  $V_o = 12V$ .



### 3.12 - CONCLUSÃO

A partir da análise teórica e da verificação experimental do conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante operando com frequência fixa com controle "PWM", as seguintes características podem ser descritas:

- A transferência de potência para a carga é controlada com frequência constante, como em um conversor "PWM" convencional;
- A ressonância praticamente não participa do processo de transferência de potência para a carga;
- A máxima tensão sobre o capacitor ressonante fica grampeada no valor da tensão de entrada;
- O conversor sempre opera em condução descontínua de corrente, contribuindo assim para reduzir as perdas de chaveamento;
- Nenhuma energia é devolvida para a fonte de alimentação, como consequência, as perdas de condução dos transistores são menores do que no conversor série ressonante convencional;
- O valor eficaz da corrente nas chaves semicondutoras é menor do que as do conversor série ressonante convencional;
- A corrente de pico no capacitor de saída é menor do que no conversor série ressonante convencional;
- Os transistores auxiliares comutam sob tensão nula;
- O conversor pode ser utilizado em fontes chaveadas de múltiplas saídas isoladas;
- O conversor é mais apropriado para aplicações com variações maiores de carga do que o conversor série ressonante convencional;

Devido a todas estas características, conclui-se que o conversor é apropriado para aplicações em altas potências.

Cabe ressaltar que o circuito de comando dos MOSFETs usando o princípio do tiristor dual, semelhante àquele apresentado no Capítulo VII, poderá ser utilizado para as chaves semicondutoras auxiliares  $S_3$  e  $S_4$ . Desta forma, o circuito de detecção de tensão nula torna-se mais simples e confiável.

## C A P Í T U L O   I V

### CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

Os conversores ressonantes operando em altas frequências proporcionam altas densidades de potência e resposta dinâmica rápida. Entretanto, altos valores de frequência de chaveamento provocam aumento das perdas de comutação e de "stress" nos semicondutores.

Mesmo quando se utiliza a técnica de comutação sob corrente nula, a energia armazenada nas capacitâncias intrínsecas das chaves ( $0.5 CV^2$ ) será dissipada nas chaves, quando estas entrarem em condução. Em altos níveis de tensão, isto pode provocar ruídos de chaveamento que se refletem no circuito de comando da chaves semicondutoras devido ao efeito Miller [23].

Em baixas frequências de chaveamento, as perdas devido à descarga das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores não tem influência significativa no rendimento do conversor. Entretanto, na faixa de MHz torna-se um fator determinante.

Estes problemas podem ser evitados utilizando-se a técnica de comutação sob tensão nula, onde as capacitâncias intrínsecas passam a fazer parte do processo de comutação [24].

Neste capítulo é proposto e analisado o conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, modulação em frequência e comutação sob tensão nula.

## 4.2 - CIRCUITO PROPOSTO

O diagrama do estágio de potência do conversor é mostrado na Fig.4.1.

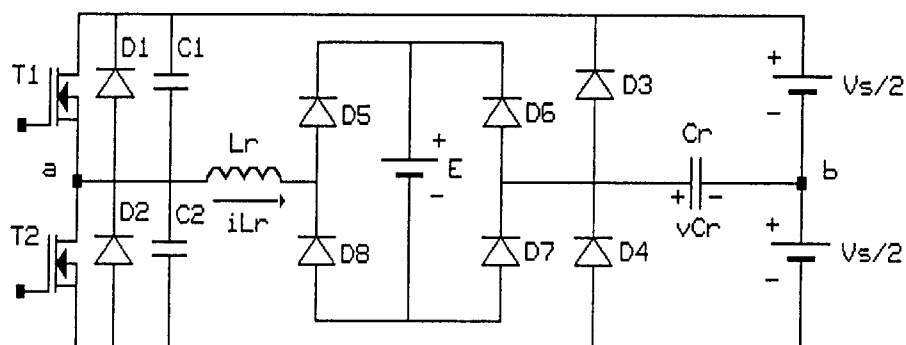


Fig.4.1: Diagrama do estágio de potência do conversor.

## 4.3 - DEFINIÇÃO DOS MODOS DE OPERAÇÃO

O conversor apresenta, em função da frequência de chaveamento, três modos de operação, que são definidos a seguir:

MODO CONTÍNUO I - o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre após o grampeamento da tensão no capacitor ressonante;

MODO CONTÍNUO II - o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre durante a etapa ressonante, entretanto ainda há o grampeamento da tensão no capacitor ressonante;

MODO CONTÍNUO III - neste modo, não ocorre grampeamento da tensão no capacitor ressonante, uma vez que esta tensão não chega a atingir o valor da fonte de alimentação.

## 4.4 - OPERAÇÃO NO MODO CONTÍNUO I

### 4.4.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem quatro etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.4.2. A operação do conversor é descrita a seguir:

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$  a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Durante esta etapa  $v_{Cr}(t)$  e  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e a corrente  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ .

2<sup>a</sup> etapa - roda-livre ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_1$  o diodo  $D_3$  entra em condução. A corrente  $i_{Lr}(t)$  entra em roda livre com a carga, e decresce linearmente. Esta etapa termina no instante  $t_2$  quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada e  $i_{Lr}(t_2) = I_{L2}$ .

3<sup>a</sup> etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_2, t_3$ ): no instante  $t_2$  a tensão  $v_{C1}(t_2) = 0$  e  $v_{C2}(t_2) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$  e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_3$  o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

4<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_3, t_4$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente, e a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_4$  quando  $i_{Lr}(t_4) = 0$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.4.2. As principais formas de onda, sinais de comando e o período de condução das chaves são mostrados na Fig.4.3.

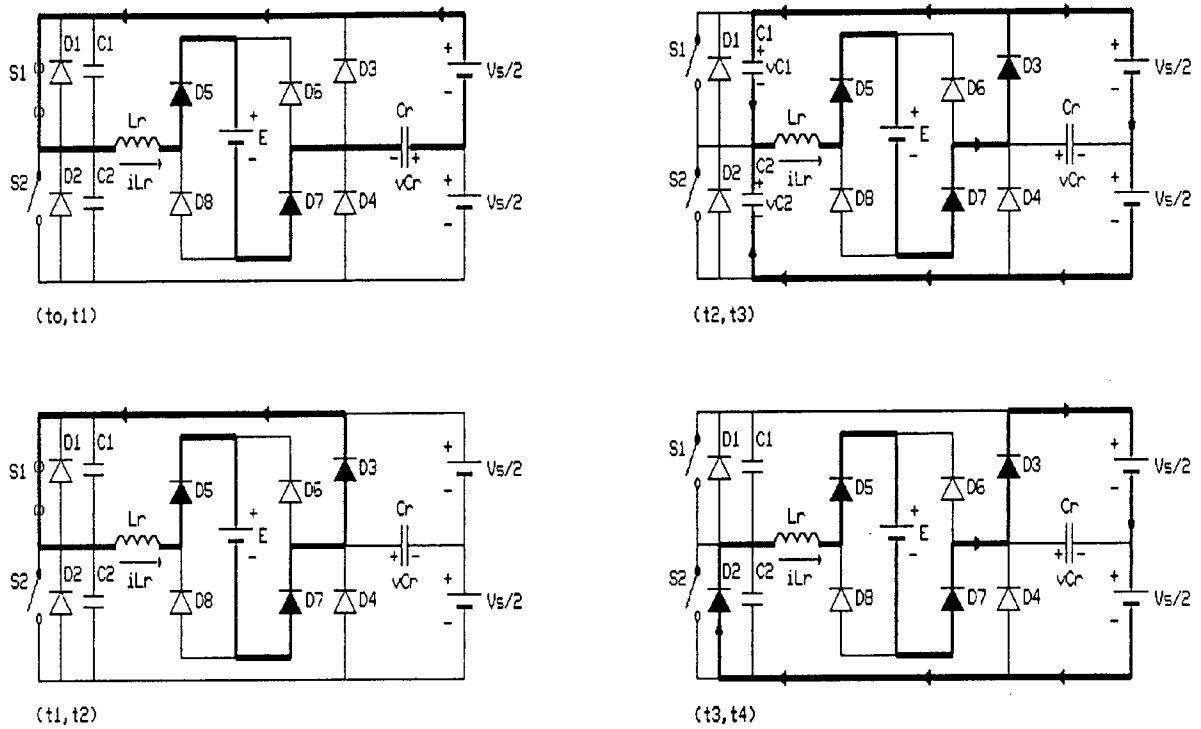


Fig.4.2: Etapas de operação no MODO CONTÍNUO I.

#### 4.4.2 - Análise Quantitativa

A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  são normalizadas da seguinte forma:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = v_{Cr}(t)/(V_s/2) \quad (4.1)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = Z_o \cdot i_{Lr}(t)/(V_s/2) \quad (4.2)$$

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_0) = -1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_0) = 0$

O comportamento e as equações desta etapa são iguais aos da 1ª etapa de operação do conversor analisado na seção 2.3.1 do Capítulo II.

2ª etapa - roda livre ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = \overline{I}_{L1}$

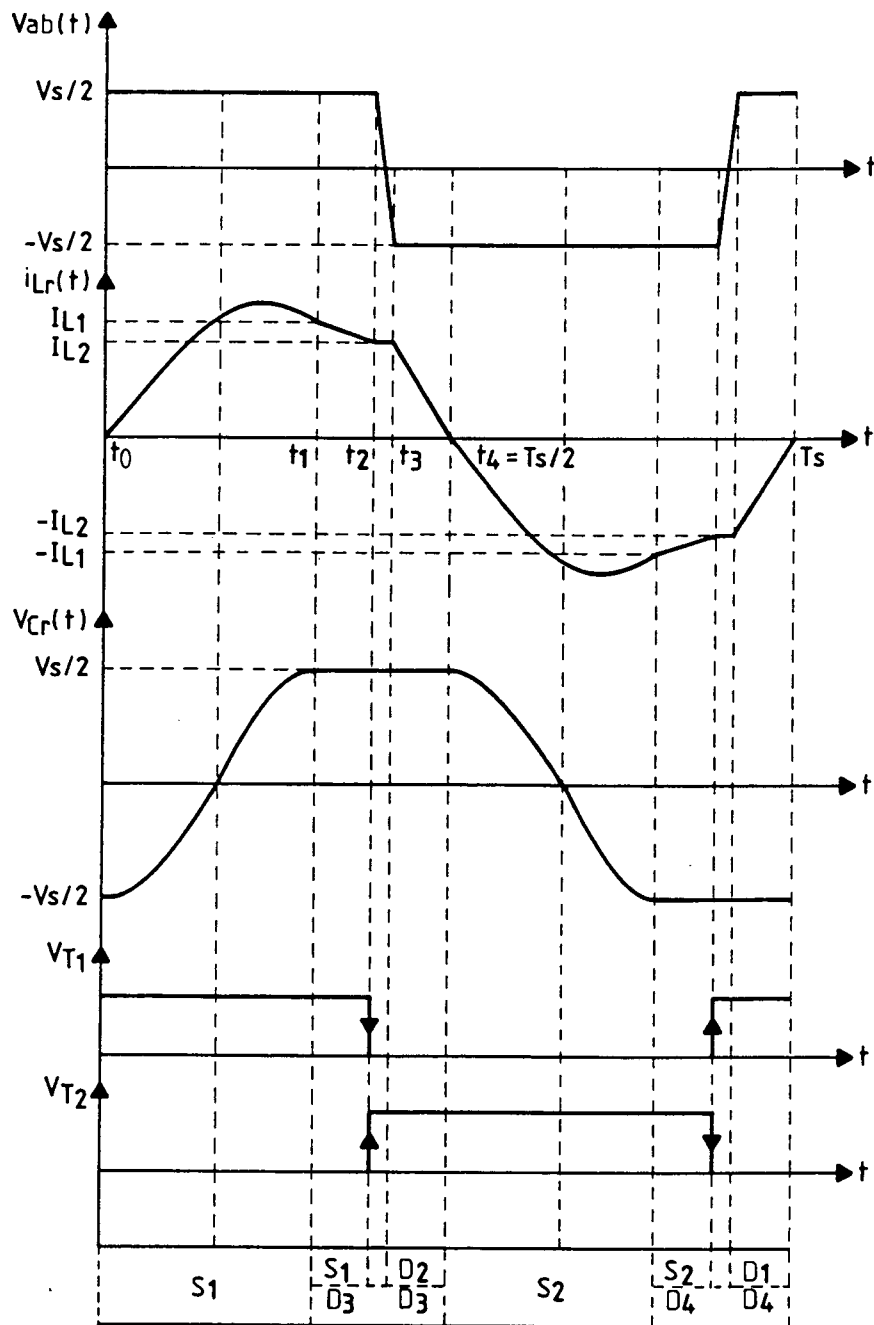


Fig.4.3: Principais formas de onda, sinais do comando e período de condução das chaves no MODO CONTÍNUO I.

Equações:

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d \bar{i}_{Lr}}{dt} = - q \cdot \omega_o \quad (4.3)$$

A partir da equação (4.3) e da condição de grampeamento de  $\bar{v}_{Cr}(t)$  pode-se escrever as seguintes equações:

$$\bar{i}_{Lr}(t) = \bar{I}_{L1} - q \cdot \omega_o (t - t_1) \quad (4.4)$$

$$\bar{v}_{Cr}(t) = 1 \quad (4.5)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_2$  quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada e  $\bar{i}_{Lr}(t_2) = \bar{I}_{L2}$  e  $\bar{v}_{Cr}(t_2) = 1$ .

$$\text{A duração desta etapa é igual a: } \omega_o(t_2 - t_1) = \frac{\bar{I}_{L1} - \bar{I}_{L2}}{q} \quad (4.6)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$ :

Multiplicando a equação (4.3) por  $\bar{i}_{Lr}(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}(t) dt = \frac{(\bar{I}_{L1}^2 - \bar{I}_{L2}^2)}{2q} \quad (4.7)$$

Multiplicando agora a equação (4.3) por  $\bar{i}_{Lr}^2(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$  chega-se a:

$$\omega_o \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{(\bar{I}_{L1}^3 - \bar{I}_{L2}^3)}{3q} \quad (4.8)$$

3ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_2) = 1$ ;  $\overline{i_{Lr}}(t_2) = \overline{I_{L2}}$ ;  $\overline{v_{C1}}(t_2) = 0$ ; e  $\overline{v_{C3}}(t_2) = 2$

A relação entre os valores das capacitâncias intrínsecas das chaves e da capacitância ressonante, define duas possibilidades para a análise do processo de comutação, que são as seguintes:

a) Comutação com  $C_1$  e  $C_2$  muito menores do que  $C_r$ .

Se os valores das capacitâncias intrínsecas das chaves forem muito menores do que a da capacitância ressonante, durante a comutação, a corrente no indutor ressonante poderá ser considerada constante e de valor  $\overline{I_{L2}}$ .

Para simplificar a análise, as capacitâncias intrínsecas das chaves serão consideradas iguais e constantes, ou seja,  $C_1 = C_2$ .

A partir do circuito equivalente desta etapa, chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{v_{C1}}(t) + \overline{v_{C2}}(t) = 2 \quad (4.9)$$

$$\overline{i_{C1}}(t) - \overline{i_{C2}}(t) = \overline{I_{L2}} \quad (4.10)$$

Utilizando a equação:

$$i_{C1}(t) = C_1 \cdot \frac{d v_{C1}(t)}{dt} \quad (4.11)$$

que normalizada torna-se:

$$\overline{i_{C1}}(t) = \frac{C_1}{C_r} \cdot \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{v_{C1}}(t)}{dt} \quad (4.12)$$

chega-se a:

$$\overline{i_{C1}}(t) = - \overline{i_{C2}}(t) = \frac{\overline{I_{L2}}}{2} \quad (4.13)$$

$$\overline{v_{C1}}(t) = \frac{C_r}{2C_1} \cdot \overline{I_{L2}} \cdot \omega_o (t-t_2) \quad (4.14)$$



$$\overline{v}_{C2}(t) = \frac{C_r}{2C1} \cdot \overline{I}_{L2} \cdot \omega_o (t-t_2) - 2 \quad (4.15)$$

A duração desta etapa,  $\Delta t_c = (t_3 - t_2)$ , é obtida da equação (4.15) com  $\overline{v}_{C2}(t_3) = 0$ , sendo dada por:

$$\omega_o \cdot \Delta t_c = \frac{4 \cdot C1}{C_r \cdot \overline{I}_{L2}} \quad (4.16)$$

b) Comutação com C1 e C2 da ordem de grandeza de  $C_r$ .

A análise para esta condição está apresentada no APÊNDICE A.

Se a relação  $C_r/2C1$  for maior do que dez, os efeitos da etapa de comutação sobre  $i_{Lr}(t)$  e  $v_{Cr}(t)$  podem ser desprezados. Neste caso, o intervalo de tempo de comutação será muito pequeno quando comparado com o tempo de duração das outras etapas de operação, portanto ele pode ser desprezado.

4ª etapa - linear ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L2}$

Equações:

A equação diferencial associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$L_r \cdot \frac{d i_{Lr}(t)}{dt} = - \left( E + V_s \right) \quad (4.17)$$

que normalizada torna-se:

$$\frac{d \overline{i}_{Lr}(t)}{dt} = - (2+q) \cdot \omega_o \quad (4.18)$$

A partir da equação (4.18) e da condição de grampeamento de  $\overline{v}_{Cr}(t)$  pode-se escrever:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \overline{I}_{L2} - (2+q) \cdot \omega_o(t-t_3) \quad (4.19)$$

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 1 \quad (4.20)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_4$  quando:  $\overline{i}_{Lr}(t) = 0$  e  $\overline{v}_{Cr}(t_4) = 1$ .

$$\text{A duração desta etapa é igual a: } \omega_o(t_4-t_3) = \frac{\overline{I}_{L2}}{2+q} \quad (2.21)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

Multiplicando a equação (4.18) por  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\omega_o \int_{t_3}^{t_4} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \frac{\overline{I}_{L2}^2}{2(2+q)} \quad (4.22)$$

Multiplicando a equação (4.18) por  $\overline{i}_{Lr}^2(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$  chega-se a :

$$\omega_o \int_{t_3}^{t_4} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{\overline{I}_{L2}^3}{3(2+q)} \quad (4.23)$$

#### 4.4.3 - Plano de Fase do Conversor

A partir do instante  $t_4$  a chave semicondutora  $S_2$  passa a conduzir a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$ , e ocorrem etapas simétricas às descritas. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\overline{v}_{Cr}(t)$  chega-se ao plano de fase mostrado na Fig.4.4.

#### 4.4.4 - Definição das Faixas de Operação

A partir da Fig.4.3 pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_o(t_4-t_o) \quad (4.24)$$

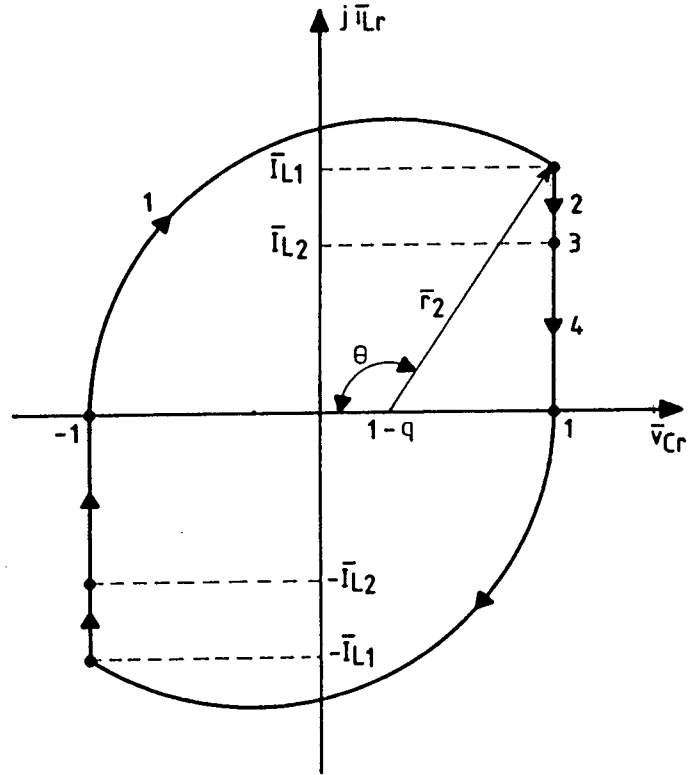


Fig.4.4: Plano de Fase do Conversor no MODO CONTÍNUO 1.

Substituindo as equações correspondentes ao tempo de duração das etapas de operação em (4.24), chega-se a:

$$\bar{i}_{L2} = \frac{q(2+q)}{2} \cdot \left[ \pi - \cos^{-1} \left( \frac{q}{2-q} \right) + \frac{2\sqrt{1-q}}{q} - \frac{\pi}{f_s/f_o} \right] \quad (4.25)$$

a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

Frequência Mínima:

Para garantir que a comutação ocorra sob tensão nula, as chaves semicondutoras devem ser bloqueadas antes que a corrente no indutor ressonante se anule. Portanto a menor frequência de chaveamento é aquela que bloqueia as chaves com  $\bar{i}_{Lr}(t) = 0$ . Nesta condição, não ocorre a 4ª etapa de operação, e  $\bar{i}_{L2} = 0$ . Assim, da equação (4.25), chega-se a:

$$\frac{f_{s \min}}{f_o} I = \frac{\pi}{\pi - \cos^{-1}\left(\frac{q}{2-q}\right) + \frac{2\sqrt{1-q}}{q}} \quad (4.26)$$

A equação (4.26) estabelece o limite entre as regiões de operação no MODO CONTÍNUO I e descontínuo. Esta mesma equação foi obtida para o conversor analisado no Capítulo II, onde foi estabelecido a máxima frequência para operação no modo descontínuo.

Frequência Máxima:

A máxima frequência de chaveamento para a operação do conversor no MODO CONTÍNUO I será aquela que bloqueará as chaves semicondutoras no instante do grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição, não ocorre a 2<sup>a</sup> etapa de operação portanto  $\overline{I}_{L2} = \overline{I}_{L1}$ . Assim, da equação (4.25) chega-se a:

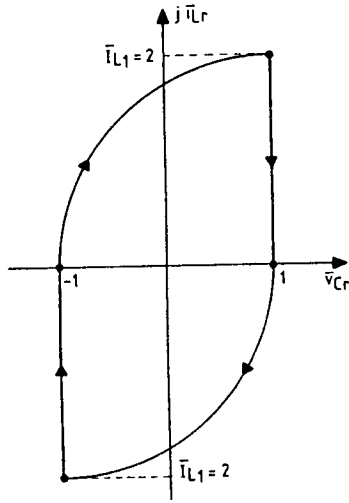
$$\frac{f_{s \max}}{f_o} I = \frac{\pi}{\pi - \cos^{-1}\left(\frac{q}{2-q}\right) + \frac{2\sqrt{1-q}}{2+q}} \quad (4.27)$$

A região de operação delimitada pelas equações (4.26) e (4.27) é definida como MODO CONTÍNUO I.

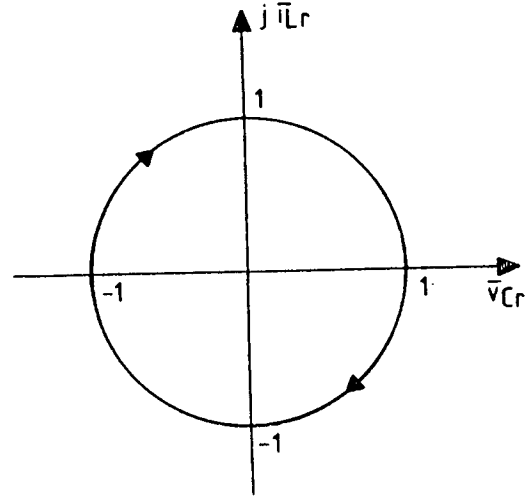
#### b) - Limites Sobre a Tensão de Saída

O conversor pode operar com curto circuito na carga, que corresponde a  $q_{\min} = 0$ . Nesta condição, na 2<sup>a</sup> etapa de operação, a corrente no indutor ressonante se mantém constante em  $\overline{I}_{L1}$  até o bloqueio da chave semicondutora  $S_1$ . O plano de fase para  $q_{\min} = 0$  é mostrado na Fig.4.5a.

No caso limite, o conversor pode operar com  $q_{\max} = 1$ . Nesta condição, só ocorrem as etapas ressonantes de operação. O plano de fase para  $q_{\max} = 1$  é mostrado na Fig.4.5b.



(a)



(b)

Fig.4.5: Plano de fase para as condições limites de tensão de saída:  
(a)  $q_{\min} = 0$  e (b)  $q_{\max} = 1$ .

#### 4.4.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico

Corrente Média na Carga:

A corrente que circula na carga é igual à corrente no indutor ressonante retificada. Utilizando a seguinte relação:

$$\frac{1}{\omega_o \cdot T_s} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (4.28)$$

e com equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\bar{I}_o = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 + \frac{1}{2q} \cdot (\bar{I}_{L1}^2 - \bar{I}_{L2}^2) + \frac{\bar{I}_{L2}^2}{2(2+q)} \right] \quad (4.29)$$

Corrente Eficaz na Carga:

A partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$  chega-se a:

$$\bar{I}_{EF}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \left( \pi - \cos^{-1} \left( \frac{q}{2-q} \right) \right) + q\sqrt{1-q} + \frac{1}{3q} \cdot \left( \bar{I}_{L1}^3 - \bar{I}_{L2}^3 \right) + \frac{\bar{I}_{L2}^2}{3(2+q)} \right] \quad (4.30)$$

Corrente Média nas Chaves:

As chaves semicondutoras conduzem a corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$  na 1<sup>a</sup> e 2<sup>a</sup> etapas de operação. A partir disto, chega-se a:

$$\bar{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 + \frac{1}{2q} \cdot \left( \bar{I}_{L1}^2 - \bar{I}_{L2}^2 \right) \right] \quad (4.31)$$

Corrente Eficaz nas Chaves:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras é dada por:

$$\bar{I}_{TEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \left( \pi - \cos^{-1} \left( \frac{q}{2-q} \right) \right) + q\sqrt{1-q} + \frac{1}{3q} \cdot \left( \bar{I}_{L1}^3 - \bar{I}_{L2}^3 \right) \right] \quad (4.32)$$

Corrente Média nos Diodos Grampeadores:

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$  na 2<sup>a</sup>, 3<sup>a</sup> e 4<sup>a</sup> etapas de operação. A partir disto, chega-se a:

$$\bar{I}_{DGM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{1}{2q} \cdot \left( \bar{I}_{L1}^2 - \bar{I}_{L2}^2 \right) + \frac{\bar{I}_{L2}^2}{2(2+q)} \right] \quad (4.33)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores:

A corrente eficaz nos diodos grampeadores é dada por:

$$\overline{I}_{DG_{EF}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{1}{3q} \cdot \left( \overline{I}_{L1}^3 - \overline{I}_{L2}^3 \right) + \frac{\overline{I}_{L2}^3}{3(2+q)} \right] \quad (4.34)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, portanto:

$$\overline{I}_{DR_M} = \frac{\overline{I}_o}{2} \quad (4.35)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{I}_{DG_{EF}} = \frac{\overline{I}_{EF}}{\sqrt{2}} \quad (4.36)$$

Corrente de Pico nas Chaves e Diodos Retificadores:

A partir do plano de fase , verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  ocorre quando  $\theta = \pi/2$ , assim:

$$\overline{I}_{T_P} = \overline{I}_{DR_P} = \overline{r}_l = 2 - q \quad (4.37)$$

Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores:

A corrente de pico nos diodos grampeadores é dada por:

$$\overline{I}_{DG_P} = \overline{I}_{L1} \quad (4.38)$$

## 4.5 - OPERAÇÃO NO MODO CONTÍNUO II

Com a elevação da frequência de chaveamento acima do valor definido pela equação (4.27), o conversor passa a operar no MODO CONTÍNUO II. Neste modo de operação, o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre na evolução ressonante, entretanto ainda ocorre o grampeamento da tensão no capacitor ressonante.

### 4.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem quatro etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.4.6. A operação do conversor é descrita a seguir:

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$ , e a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada,  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ , e  $v_{Cr}(t_1) = V_1$ .

2<sup>a</sup> etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_1$   $v_{C1}(t_1) = 0$  e  $v_{C2}(t_1) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$  e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_2$  o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

3<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): a partir do instante  $t_2$  a corrente  $i_{Lr}(t)$  e a tensão  $v_{Cr}(t)$  continuam a evoluir de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_3$  quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e a corrente  $i_{Lr}(t_3) = I_{L2}$ .

4<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_3, t_4$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_4$  quando  $i_{Lr}(t_4) = 0$ .



Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.4.6.

As principais formas de onda, os sinais de comando e o período de condução das chaves são mostrados na Fig.4.7.

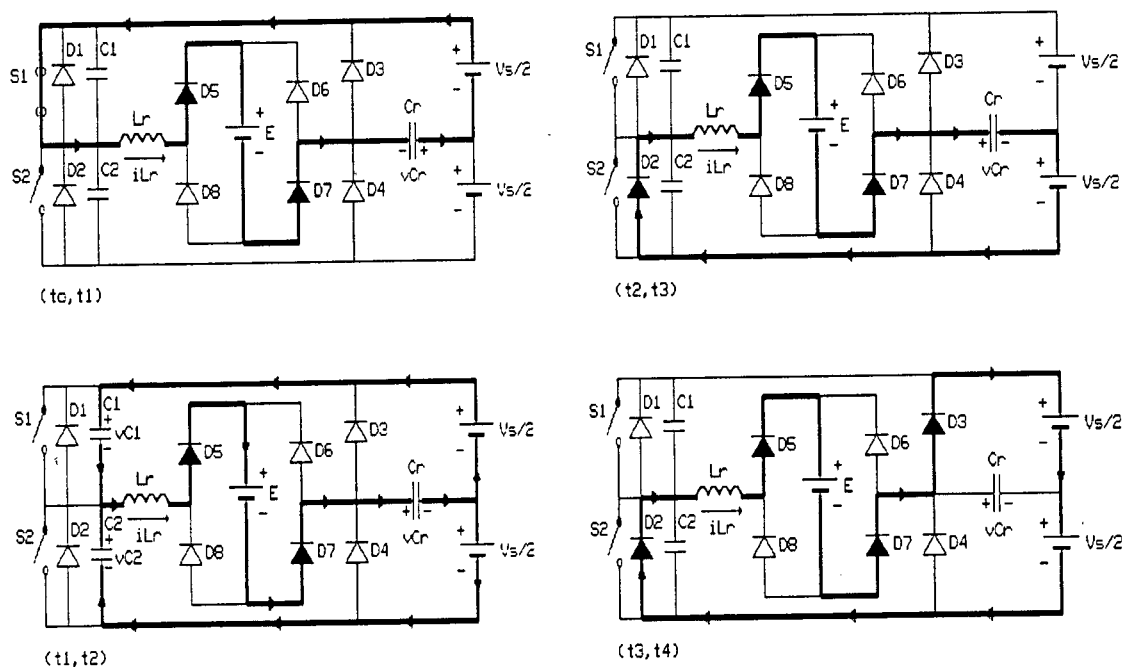


Fig.4.6: Etapas de operação no MODO CONTÍNUO II

#### 4.5.2 - Análise Quantitativa.

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_0) = -1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_0) = 0$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (1 - q) - (2 - q) \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.39)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = (2 - q) \cdot \sin \omega_0 t \quad (4.40)$$

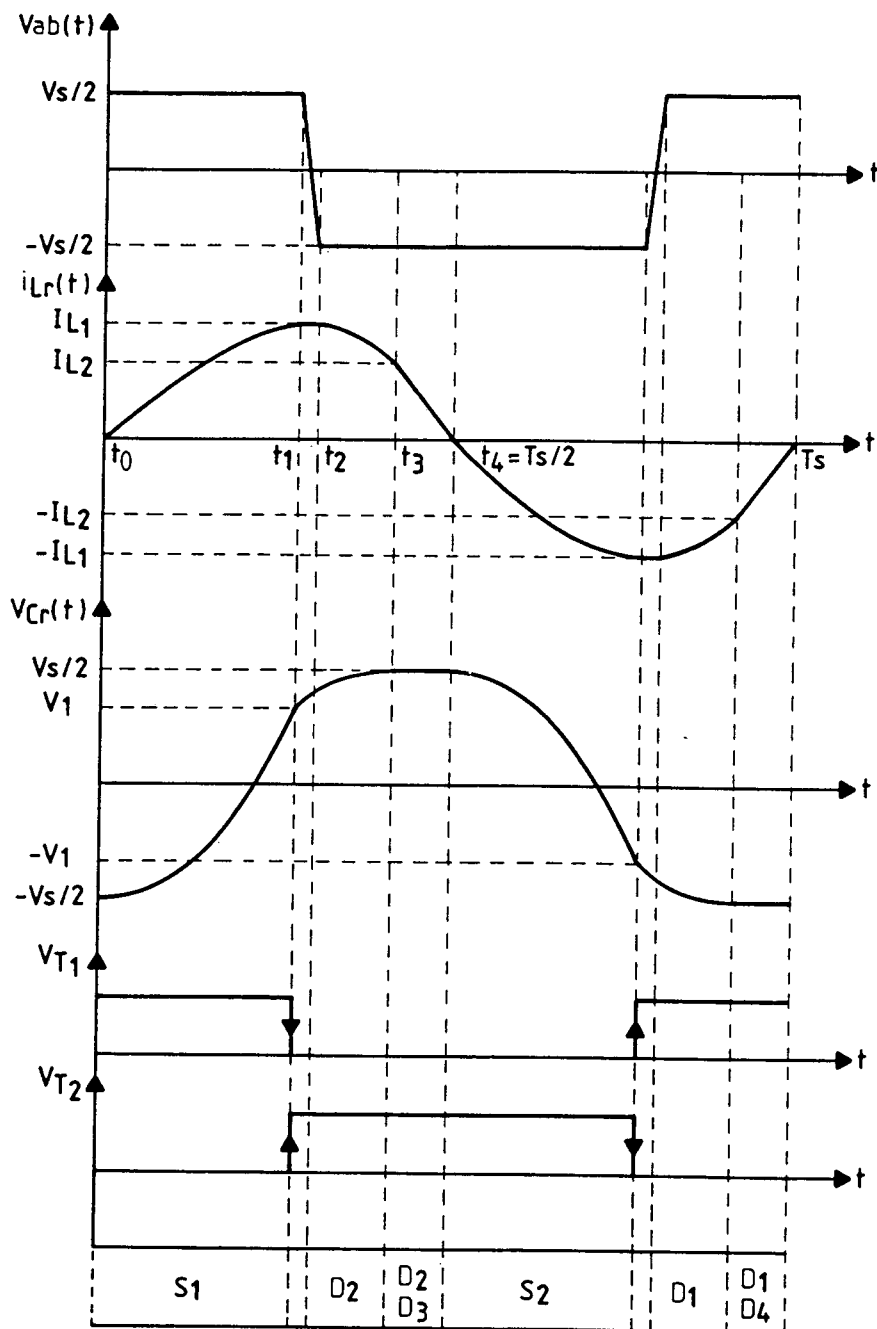


Fig.4.7: Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves no MODO CONTÍNUO II.

O término desta etapa ocorre em  $t_1$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada,  $\overline{v_{Cr}}(t_1) = \overline{V_1}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_1) = \overline{I_{L1}}$ .

Plano de Fase:

A partir das equações (4.39) e (4.40) chega-se ao plano de fase desta etapa que é representado pela curva 1 da Fig.4.8, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_1} = 2 - q \quad (4.41)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_0(t_1 - t_0) = \theta \quad (4.42)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I_{L1}} = (2 - q) \cdot \sin \theta \quad (4.43)$$

$$\text{Tensão no final da etapa: } \overline{V_1} = (1 - q) - (2 - q) \cdot \cos \theta \quad (4.44)$$

Integração de  $\omega_0 t \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_0 t \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada, associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d \overline{v_{Cr}}(t)}{dt} \quad (4.45)$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \cdot \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \overline{V_1} + 1 \quad (4.46)$$

Considerando a equação (4.40), e fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$  resulta:

$$\omega_0 \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{(2 - q)^2}{4} \cdot [2\theta - \sin 2\theta] \quad (4.47)$$

2ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_1$ ,  $t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_2) = \overline{V_1}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_2) = \overline{I_{L1}}$

a) Comutação com C1 e C2 muito menores do que Cr

A análise desta condição segue a mesma metodologia apresentada para a 3ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO I.

b) Comutação com C1 e C2 da ordem de grandeza em Cr:

A análise para esta condição está apresentada no APÊNDICE B.

Novamente, os efeitos desta etapa sobre  $\overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\overline{v_{Cr}}(t)$  foram desprezados.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais :  $\overline{v_{Cr}}(t_2) = \overline{V_1}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_2) = \overline{I_{L1}}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{v_{Cr}}(t) = - (1 + q) + (1 + q + \overline{V_1}) \cdot \cos \omega_0 t + \overline{I_{L1}} \cdot \sin \omega_0 t \quad (4.48)$$

$$\overline{i_{Lr}}(t) = - (1 + q + \overline{V_1}) \cdot \sin \omega_0 t + \overline{I_{L1}} \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.49)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_3$  quando:  $\overline{v_{Cr}}(t_3) = 1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_3) = \overline{I_{L2}}$ .

Plano de Fase:

A partir das equações (4.48) e (4.49) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.4.8, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_2}^2 = (\overline{V_1} + 1 + q)^2 + \overline{I_{L1}}^2 \quad (4.50)$$

$$\text{Ângulo inicial: } \phi_0 = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V_1} + 1 + q}{\overline{r_2}} \right) \quad (4.51)$$

$$\text{Ângulo final: } \phi_f = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{2 + q}{\overline{r}_2} \right) \quad (4.52)$$

Duração da etapa:

$$\phi_f - \phi_0 = \omega_0(t_3 - t_2) = \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_2} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{2 + q}{\overline{r}_2} \right) \quad (4.53)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I}_{L2}^2 = \overline{r}_2^2 - (2 + q)^2 \quad (4.54)$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada desta etapa é dada por (4.45). Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}(t) dt = 1 - \overline{V}_1 \quad (4.55)$$

A partir do plano de fase, verifica-se que  $\overline{i}_{Lr}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \overline{r}_2 \sin(\phi + \phi_0) \quad (4.56)$$

$$\text{onde: } \phi = \omega_0 t \quad (4.57)$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot (\phi_f - \phi_0) - \frac{1}{2} \cdot \left[ \overline{I}_{L1} \cdot (\overline{V}_1 + 1 + q) - \overline{I}_{L2} \cdot (2 + q) \right] \quad (4.58)$$

4ª etapa - linear ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L2}$

O comportamento e as equações desta etapa são iguais aos da 4ª etapa de operação do conversor no MODO CONTÍNUO I.

#### 4.5.3 - Plano de Fase do Conversor

A partir do instante  $t_4$  a chave semicondutora  $S_2$  passa a conduzir a corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$ , e ocorrem etapas simétricas às descritas anteriormente. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\bar{i}_{Lr}(t)$  e  $\bar{v}_{Cr}(t)$  chega-se ao plano de fase, que é mostrado na Fig.4.8.

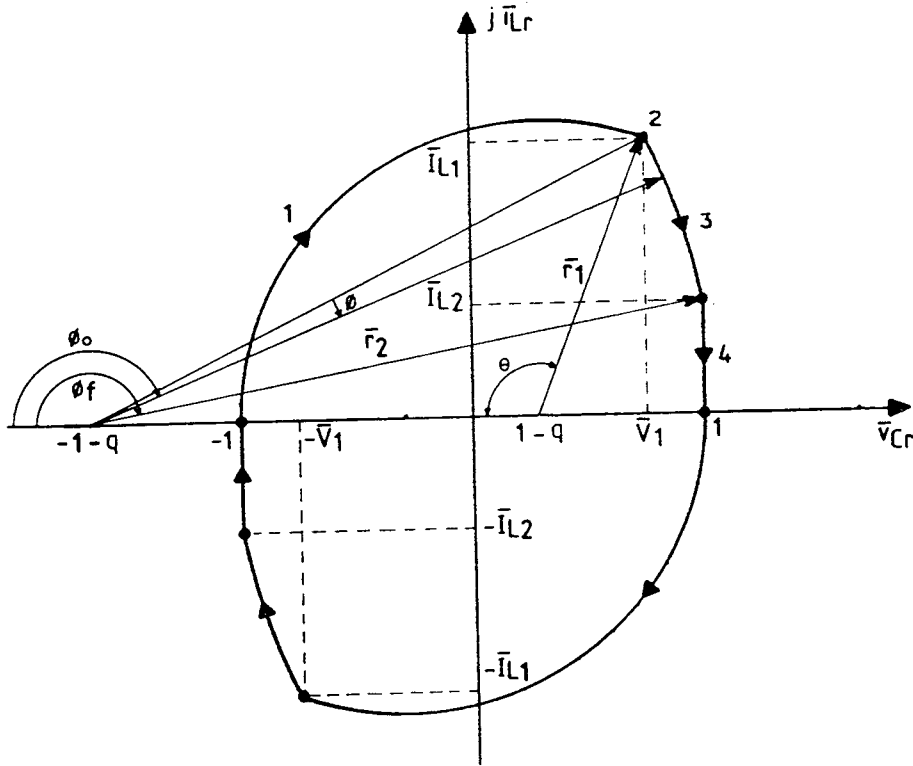


Fig.4.8: Plano de fase do conversor no MODO CONTÍNUO II

#### 4.5.4 - Definição das Faixas de Operação

A partir da Fig.4.7 pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_0 (t_4 - t_0) \quad (4.59)$$

Utilizando-se as equações correspondentes aos tempos de duração das etapas de operação em (4.59), chega-se a:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \theta + \frac{\overline{I}_{L2}}{2+q} + \cos^{-1}\left(\frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_2}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{2 + q}{\overline{r}_2}\right) \quad (4.60)$$

A equação (4.60) é da forma:

$$\theta = f(f_s/f_o, q) \quad (4.61)$$

Resolvendo-a numericamente, pode-se obter o valor de  $\theta$  em função de  $q$  e da razão  $f_s/f_o$ .

a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento.

Frequência Mínima.:

A menor frequência de chaveamento para operação no MODO CONTÍNUO II será aquela que bloqueará as chaves semicondutoras no instante de grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição, não ocorre a 3ª etapa de operação, e as seguintes equações se verificam:

$$\phi_f - \phi_o = 0 \quad (4.62)$$

$$\overline{I}_{L2} = \overline{I}_{L1} = 2\sqrt{1 - q} \quad (4.63)$$

$$\theta = \pi - \cos^{-1}\left(\frac{q}{2 - q}\right) \quad (4.64)$$

Com isto, a partir da equação (4.60) chega-se a:

$$\frac{f_{s \min}}{f_o} \text{ II} = \frac{\pi}{\pi - \cos^{-1}\left(\frac{q}{2 - q}\right) + \frac{2\sqrt{1 - q}}{2 + q}} \quad (4.65)$$

A equação (4.65) estabelece o limite entre as regiões de operação no MODO CONTÍNUO I e no MODO CONTÍNUO II.

Frequência Máxima:

A máxima frequência de chaveamento para a operação do conversor no MODO CONTÍNUO II será aquela que ainda possibilita o grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição, não ocorre a 4<sup>a</sup> etapa de operação, e as seguintes equações se verificam:

$$\overline{I}_{L2} = 0 \quad (4.66)$$

$$\overline{r}_2 = 2 + q \quad (4.67)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1 - 2q}{2 - q} \right) \quad (4.68)$$

$$\overline{V}_1 = q \quad (4.69)$$

Com isso, a partir da equação (4.60) chega-se a:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} \text{ II} = \frac{\pi}{\cos^{-1} \left( \frac{1 - 2q}{2 - q} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1 + 2q}{2 + q} \right)} \quad (4.70)$$

A equação (4.70) define o limite entre as regiões de operação no MODO CONTÍNUO II e no MODO CONTÍNUO III.

b) - Limites Sobre a Tensão de Saída.

Neste modo, o conversor também pode operar com curto-circuito na carga, que corresponde a  $q_{\min} = 0$ .

No caso limite de operação com  $q_{\max} = 1$ , só ocorrem as etapas ressonantes de operação.

#### 4.5.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico

Corrente Média na Carga:

A partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:



$$\overline{I}_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 + \frac{\overline{I}_{L2}}{2(2+q)} \right] \quad (4.71)$$

Corrente Eficaz na Carga:

A partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$  chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{EF}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{4} \cdot (2\theta - \sin 2\theta) + \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot (\theta_f - \theta_o) - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \cdot \left[ \overline{I}_{L1} \cdot (\overline{V}_1 + 1 + q) - \overline{I}_{L2} \cdot (2 + q) \right] + \frac{\overline{I}_{L2}^3}{3(2+q)} \right] \end{aligned} \quad (4.72)$$

Corrente Média nas Chaves:

As chaves semicondutoras conduzem a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  somente durante a 1ª etapa de operação. Com isto chega-se a:

$$\overline{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot (\overline{V}_1 + 1) \quad (4.73)$$

Corrente Eficaz nas Chaves:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras é dada por:

$$\overline{I}_{TEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(2-q)^2}{4} \cdot (2\theta - \sin 2\theta) \quad (4.74)$$

Corrente Média nos Diodos Grampeadores:

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  somente durante a 4ª etapa de operação. A partir disto chega-se a:

$$\overline{I}_{DG_M} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L2}^2}{2(2+q)} \quad (4.75)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores:

A corrente eficaz nos diodos grampeadores é dada por:

$$\overline{I}_{DG_{EF}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L2}^3}{3(2+q)} \quad (4.76)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:

$$\overline{I}_{DR_M} = \frac{\overline{I}_0}{2} \quad (4.77)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{I}_{DR_{EF}} = \frac{\overline{I}_{EF}}{\sqrt{2}} \quad (4.78)$$

Corrente de Pico nas Chaves e Diodos Retificadores:

A partir do plano de fase verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$ , e consequentemente das chaves semicondutoras e diodos retificadores é igual a:

$$\overline{I}_{T_P} = \overline{I}_{DR_P} = \overline{r}_1 = 2 - q \quad (4.79)$$

Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores:

A corrente de pico nos diodos grampeadores é dado por:

$$\overline{I}_{DG_P} = \overline{I}_{L2} \quad (4.80)$$

#### 4.6 - OPERAÇÃO NO MODO CONTÍNUO III

Com a elevação da frequência de chaveamento acima do valor definido pela equação (4.70), o conversor passa a operar no MODO CONTÍNUO III. Neste modo, não ocorre o grampeamento da tensão no capacitor ressonante, e o comportamento do conversor passa a ser igual ao do conversor série ressonante com condução contínua de corrente operando acima da frequência de ressonância.

##### 4.6.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação.

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem três etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.4.9. A operação do conversor é descrita a seguir:

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante até o instante  $t_1$ , quando  $S_1$  é bloqueada,  $i_{Lr}(t) = I_{L1}$  e  $v_{Cr}(t_1) = V_1$ .

2ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_2$  a tensão  $v_{C1}(t_2) = 0$  e  $v_{C2}(t) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $I_{L1}$  e atuam nesta etapa garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_2$ , o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): a partir do instante  $t_2$  a corrente  $i_{Lr}(t)$  e a tensão  $v_{Cr}(t)$  continuam a evoluir de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_3$  quando  $i_{Lr}(t_3) = 0$  e  $v_{Cr}(t_3) = V_2$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.4.9. As principais formas de onda, sinais de comando, e o período de condução das chaves são mostradas na Fig.4.10.



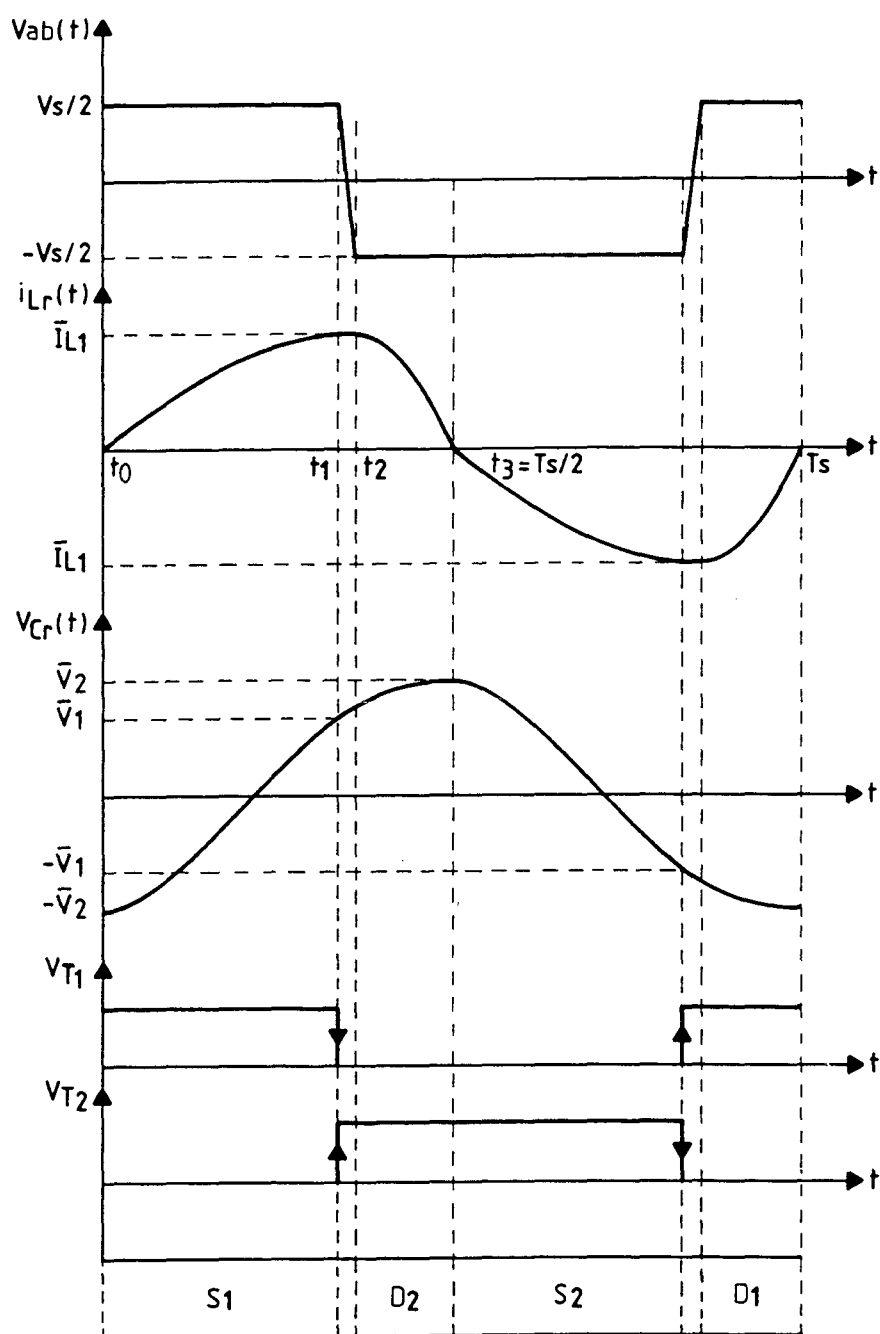


Fig.4.10 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves no MODO CONTÍNUO III.

Plano de Fase:

A partir das equações (4.81) e (4.82) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 1 da Fig.4.11, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_1} = 1 - q + \overline{V_2} \quad (4.83)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_0(t_1 - t_0) = \theta \quad (4.84)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I_{L1}} = \overline{r_1} \cdot \sin(\pi - \theta) = (1 - q + \overline{V_2}) \cdot \sin \theta \quad (4.85)$$

Tensão no final da etapa:

$$\overline{V_1} = (1 - q) + \overline{r_1} \cdot \cos(\pi - \theta) = (1 - q) - (1 - q + \overline{V_2}) \cdot \cos \theta \quad (4.86)$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d \overline{v_{Cr}}(t)}{dt} \quad (4.87)$$

fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  resulta:

$$\omega_0 \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \overline{V_1} + \overline{V_2} \quad (4.88)$$

fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ , a partir da equação (4.82) resulta:

$$\omega_0 \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\overline{r_1}^2}{4} \cdot (2\theta - \sin 2\theta) \quad (4.89)$$

2ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_1, t_2$ ):

O comportamento e as equações desta etapa, são iguais aos da 2ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO II.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = \overline{V}_1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L1}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (1 + q + \overline{V}_1) \cdot \cos \omega_0 t + \overline{I}_{L1} \cdot \sin \omega_0 t - (1 + q) \quad (4.90)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = - (1 + q + \overline{V}_1) \cdot \sin \omega_0 t + \overline{I}_{L1} \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.91)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_3$  quando:  $\overline{i}_{Lr}(t) = 0$  e  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = \overline{V}_2$ .

Plano de Fase:

A partir das equações (4.90) e (4.91) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.4.11, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r}_2 = \overline{V}_2 + 1 + q \quad (4.92)$$

$$\text{Ângulo inicial: } \phi_0 = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_2} \right) \quad (4.93)$$

$$\text{Ângulo final: } \phi_f = \pi \quad (4.94)$$

$$\text{Duração da etapa: } \phi_f - \phi_0 = \omega_0 \cdot (t_2 - t_3) = \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_2} \right) \quad (4.95)$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada desta etapa é dada por (4.87). Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \overline{V}_2 - \overline{V}_1 \quad (4.96)$$

A corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$  pode ser escrita como:

$$\bar{i}_{Lr}(t) = \bar{r}_2 \cdot \sin(\phi + \phi_0) \quad (4.97)$$

onde:  $\phi = \omega_0 t$  (4.98)

fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \cdot \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{\bar{r}_2^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{\bar{V}_1 + 1 + q}{\bar{r}_2} \right) - \frac{1}{2} \cdot \bar{I}_{L1} \cdot (\bar{V}_1 + 1 + q) \quad (4.99)$$

#### 4.6.3 - Plano de Fase do Conversor.

A partir do instante  $t_3$  a chave semicondutora  $S_2$  passa a conduzir a corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$  e ocorrem etapas simétricas às descritas anteriormente. Assim, a partir das equações que descrevem o comportamento de  $\bar{i}_{Lr}(t)$  e  $\bar{v}_{Cr}(t)$  chega-se ao plano de fase do conversor mostrado na Fig.4.11.

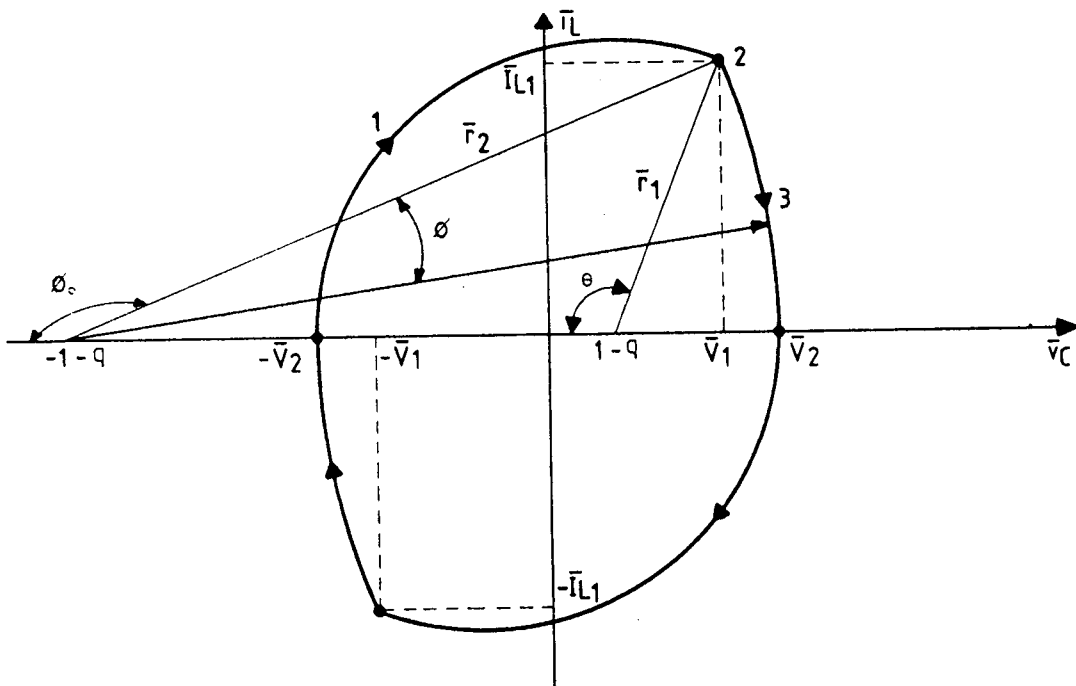


Fig.4.11 - Plano de fase do conversor no MODO CONTÍNUO III



#### 4.6.4 - Definição das Faixas de Operação

A partir da Fig.4.10 pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{\pi}{f_s/f_0} = \omega_0 \cdot (t_3 - t_0) \quad (4.100)$$

Substituindo as equações correspondentes aos tempos de duração das etapas de operação em (4.100), chega-se a:

$$\frac{\pi}{f_s/f_0} = \theta + \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_2} \right) \quad (4.101)$$

A seguinte relação pode ser obtida a partir do plano de fase:

$$\overline{r}_2^2 = \overline{r}_1^2 + 4 - 4 \overline{r}_1 \cdot \cos \theta \quad (4.102)$$

A partir das equações (4.83), (4.86) e (4.92) chega-se a:

$$\overline{V}_2 = \frac{(1 - \cos \theta) + q \cdot (\cos \theta - 1)}{(q + \cos \theta)} \quad (4.103)$$

Utilizando a equação (4.103) em (4.101) chega-se à seguinte relação:

$$\theta = f(f_s/f_0, q) \quad (4.104)$$

resolvendo-a numericamente pode-se obter o valor de  $\theta$  em função de  $q$  e da razão  $f_s/f_0$ .

a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento.

Frequência Mínima:

A menor frequência de chaveamento é aquela que permite ao capacitor ressonante atingir a  $V_s/2$ . Nesta condição, as seguintes equações se verificam:

$$\overline{V}_2 = 1 \quad (4.105)$$

$$\overline{r}_2 = 2 + q \quad (4.106)$$

$$\overline{V}_1 = q \quad (4.107)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1 - 2q}{2 - q} \right) \quad (4.108)$$

Utilizando-se estas equações em (4.101) chega-se a:

$$\frac{f_{s \min}}{f_o} \text{ III} = \frac{\pi}{\cos^{-1} \left( \frac{1 - 2q}{2 - q} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{1 + 2q}{2 + q} \right)} \quad (4.109)$$

Frequência Máxima:

O limite superior sobre a frequência de chaveamento é imposto pelos componentes utilizados e pela influência que os elementos parasitas provocam no funcionamento do conversor.

b) - Limites Sobre a Tensão de Saída.

Como nos outros modos, o conversor pode operar com curto-circuito na carga, ou seja, com  $q_{\min} = 0$ , e também no caso limite com  $q_{\max} = 1$ .

#### 4.6.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico

Corrente Média na Carga:

A partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\overline{I}_o = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \overline{V}_2 \quad (4.110)$$

Corrente Eficaz na Carga:

A partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$  chega-se a:

$$\overline{I}_{EF}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_2} \right) - \frac{1}{2} \cdot \overline{I}_{L1} \cdot \left( \overline{V}_1 + 1 + q \right) \right] \quad (4.111)$$

Corrente Média nas Chaves:

Cada chave semicondutora conduz a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  somente durante a 1ª etapa de operação. Assim, da equação (4.88) chega-se a:

$$\overline{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot (\overline{V}_1 + \overline{V}_2) \quad (4.112)$$

Corrente Eficaz nas Chaves:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras é dada por:

$$\overline{I}_{TEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{r}_1^2}{4} \cdot (2\theta - \sin 2\theta) \quad (4.113)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:

$$\overline{I}_{DRM} = \frac{\overline{I}_o}{2} \quad (4.114)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando a relação quadrática chega-se a:

$$\overline{I}_{DREF} = \frac{\overline{I}_{EF}}{\sqrt{2}} \quad (4.115)$$

Corrente de Pico nas Chaves:

A partir do plano de fase verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$ , que é a mesma das chaves e diodos retificadores, é dada por:

$$\overline{I}_{TP} = \overline{I}_{DRP} = \overline{r}_1 = 1 - q - \overline{V}_2 \quad (4.116)$$

#### 4.7 - CURVAS DELIMITADORAS ENTRE OS MODOS DE OPERAÇÃO

As curvas que delimitam os diversos modos de operação do conversor, são obtidas das equações correspondentes às frequências máxima e mínima de cada modo de operação. Estas curvas são mostradas na Fig.4.12.

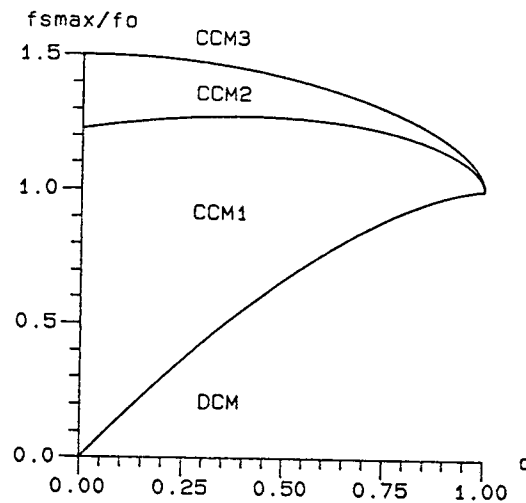


Fig.4.12 - Regiões de operação do conversor e limites entre os modos: Condução Descontínua (DCM), Condução Contínua I (CCM1), Condução Contínua II (CCM2) e Condução Contínua III (CCM3).

#### 4.8 - CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA DO CONVERSOR

A partir das equações que representam o comportamento da corrente média de saída para os diversos modos de operação, chega-se às curvas características de saída que são mostradas na Fig.4.13.

Observando a característica de saída do conversor no MODO CONTÍNUO I verifica-se que existem cruzamentos entre curvas de diferentes valores da razão  $f_s/f_o$ . Portanto, para um dado ganho estático de tensão  $q$ , pode-se obter o mesmo valor de corrente média de saída para dois valores diferentes da razão  $f_s/f_o$ . Este fato dificulta a ação de controle quando se deseja regular a tensão de saída para grandes variações de carga.

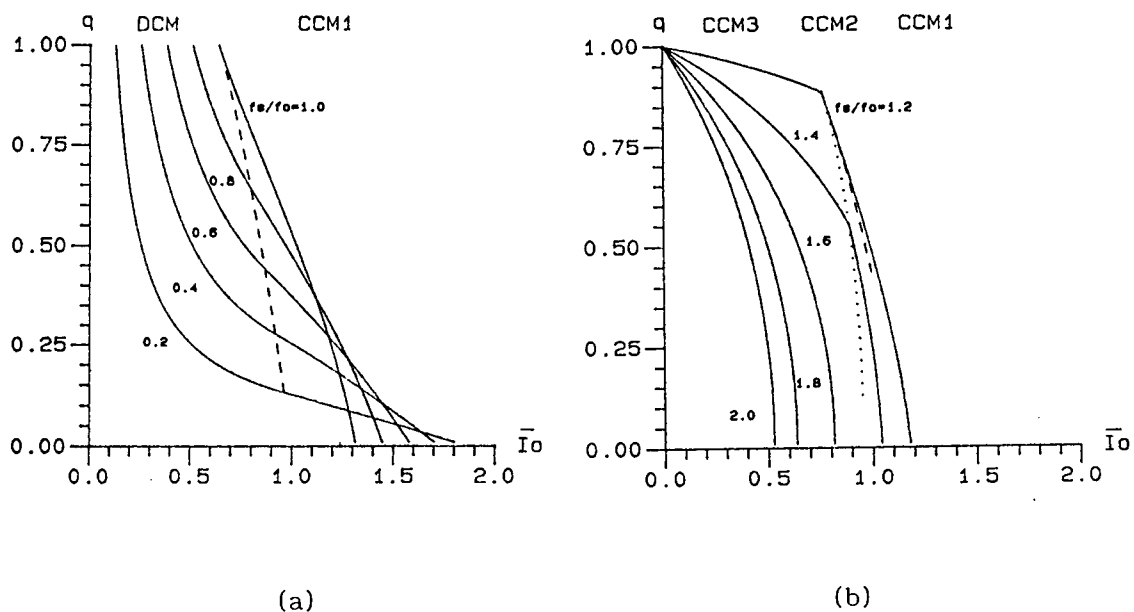


Fig.4.13 - Características de saída do conversor: (a) - limite entre os modos: Descontínuo (DCM) e Contínuo I (CCM1) e (b) - limite entre os modos: Contínuo I (CCM1), Contínuo II (CCM2) e Contínuo III (CCM3).

#### 4.9 - VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO

Duas simulações, utilizando-se o programa SCVOLT [21], foram feitas com o intuito de comprovar o fato de que para um dado ganho estático  $q$ , dois diferentes valores de frequência de chaveamento, resultam no mesmo valor de corrente média de saída. A partir da Fig.4.13, foi definido o seguinte ponto de operação:

$$q = 0,18; \quad \bar{I}_o = 1,22$$

que corresponde ao cruzamento de dois valores da razão  $f_s/f_0$  que são:

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = 1,0 \quad \text{e} \quad \frac{f_{s2}}{f_0} = 0,4$$

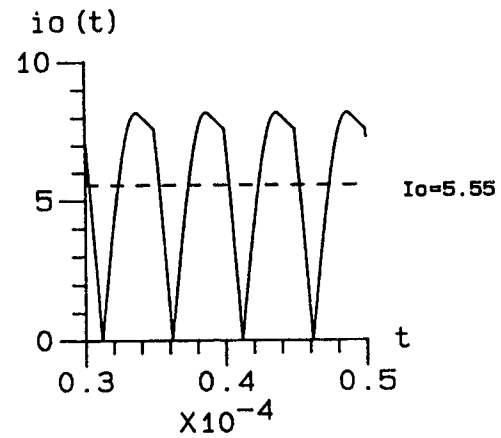
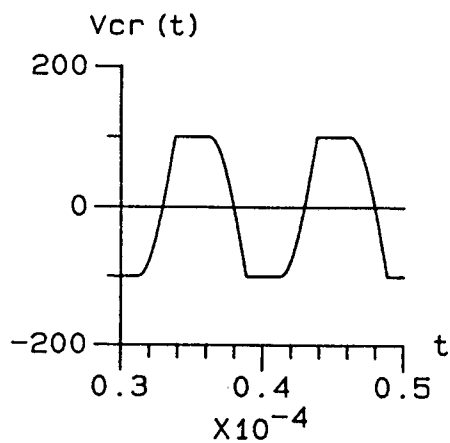
Escolhendo os seguintes parâmetros e valores:

$$V_s/2 = 100 \text{ V}; \quad E = 18\text{V}; \quad P_o = 100 \text{ W}; \quad f_o = 100 \text{ kHz}$$

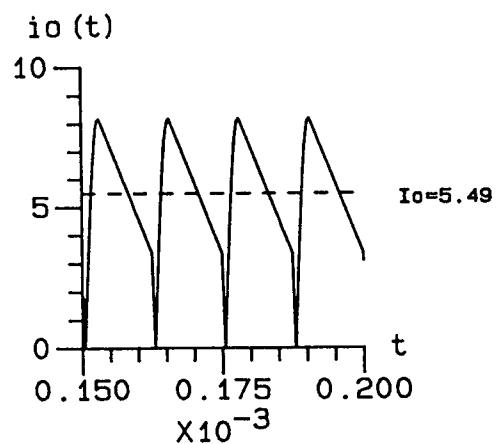
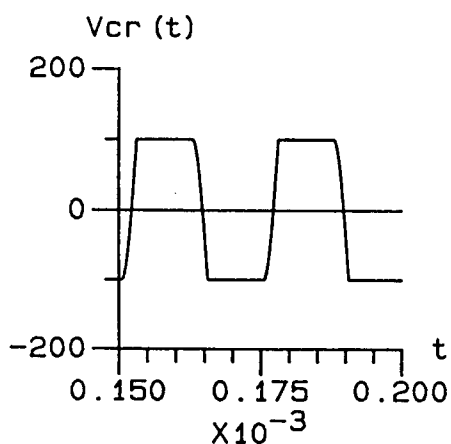
chega-se a:  $I_o = 5,55 \text{ A}; \quad Z_o = 22 \Omega; \quad C_r = 71,72 \text{ nF}; \quad L_r = 35,32 \mu\text{H};$

$$f_{s_1} = 100 \text{ kHz} \quad \text{e} \quad f_{s_2} = 40 \text{ kHz}$$

Os resultados obtidos, mostrados na Fig.14, comprovam o fato do cruzamento entre as curvas características de saída.



(a)



(b)

Fig.4.14 - Resultados de simulação  $v_{Cr}(t)$  e  $i_o(t)$  para: (a)  $f_s/f_o = 1,0$  e (b)  $f_s/f_o = 0,4$ .

#### 4.10 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi proposto e analisado o conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, modulação em frequência e comutação sob tensão nula. Sendo definidos os diversos modos de operação e as curvas que delimitam estes modos.

Analisou-se a comutação considerando as capacitâncias intrínsecas das chaves muito menores do que a capacitância de ressonância, e as considerando da mesma ordem de grandeza de  $C_r$ . Nesta análise foi possível manter a mesma normalização usada para as variáveis do conversor.

Através da característica de saída do conversor no MODO CONTÍNUO I verifica-se que existem cruzamentos entre curvas de diferentes valores da razão  $f_s/f_0$ . Portanto, para um dado ganho estático de tensão  $q$ , pode-se obter o mesmo valor de corrente média de saída para dois valores diferentes da razão  $f_s/f_0$ . Este fato dificulta a ação de controle quando se deseja regular a tensão de saída para grandes variações de carga. Isto faz com que o conversor, operando neste modo de condução, tenha pouco interesse prático.

Entretanto este conversor pode se adaptar muito bem para aplicações com carga constante, como no caso de reatores eletrônicos auto-oscilantes.

## C A P Í T U L O   V

### CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, CONTROLE PWM E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

#### 5.1 - INTRODUÇÃO

Tem-se dispendido esforços na tentativa de se obter conversores ressonantes que proporcionem altas densidades de potência, resposta dinâmica rápida, baixas perdas de comutação e de condução nos semicondutores.

O grampeamento da tensão no capacitor ressonante reduz ou pode eliminar a troca de energia entre a fonte de alimentação e o circuito ressonante. Esta troca de energia é responsável pelo aumento dos valores eficazes da corrente através dos semicondutores, e por consequência, das perdas de condução.

Quando o controle da potência transferida para a carga é realizado através da modulação em frequência, a frequência de chaveamento deve ser variada geralmente em uma ampla faixa. Isto limita a densidade de potência e a resposta dinâmica do conversor. Uma das formas de resolver este problema é utilizar a técnica de interrupção do ciclo ressonante na passagem por zero da tensão no capacitor ressonante. Com isto, o conversor ressonante passa a operar com frequência fixa [22].

Para obter altas densidades de potência e tornar a resposta dinâmica mais rápida deve-se elevar a frequência de chaveamento. Entretanto, com altos valores de frequência de chaveamento, as perdas de comutação aumentam, devido às capacitâncias intrínsecas dos semicondutores. Para evitar que a energia armazenada nestas capacitâncias ( $0,5.CV^2$ ) seja dissipada nas chaves, deve-se utilizar a técnica de comutação sob tensão nula [23].

Neste capítulo é proposto e analisado o conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, controle do tipo "PWM" e comutação sob tensão nula. Este conversor supera as dificuldades apresentadas pelas características de saída do conversor proposto e analisado no Capítulo IV.



## 5.2 - CIRCUITO PROPOSTO

O diagrama do estágio de potência do conversor é mostrado na Fig.5.1, e é descrito a seguir:

$T_1, T_2$  - transistores principais

$T_3, T_4$  - transistores auxiliares

$L_r$  e  $C_r$  - elementos ressonantes

$V_s$  - tensão de entrada

$E$  - tensão de saída

$C_1, C_2$  - capacitâncias intrínsecas dos transistores

$D_1, D_2$  - diodos intrínsecos dos transistores

$D_3, D_4$  - diodos de grampeamento

$D_5, D_6, D_7$  e  $D_8$  - diodos retificadores de saída

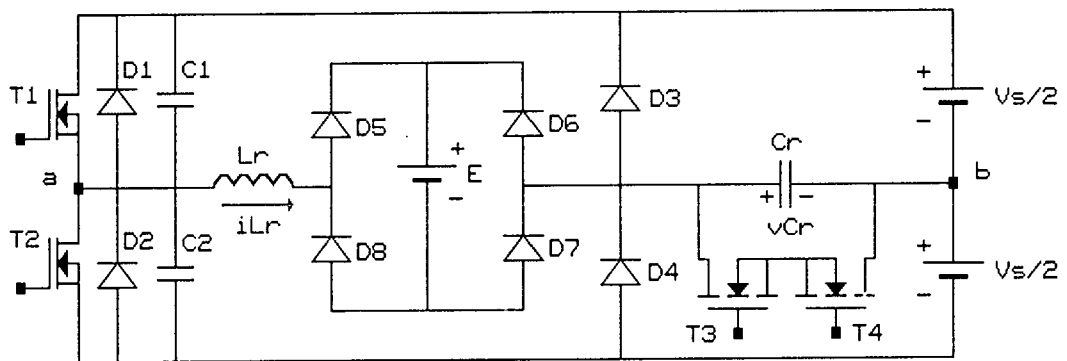


Fig.5.1 - Diagrama do estágio de potência do conversor.

## 5.3 - DEFINIÇÃO DOS MODOS DE OPERAÇÃO

O conversor apresenta, em função da frequência de chaveamento, três modos de operação, os quais são definidos a seguir:

MODO CONTÍNUO I - o bloqueio das chaves semicondutoras principais ocorre após o grampeamento da tensão no capacitor ressonante;

MODO CONTÍNUO II - o bloqueio das chaves semicondutoras principais ocorre na etapa ressonante após o bloqueio das chaves auxiliares, entretanto ainda há o grampeamento da tensão no capacitor ressonante;

MODO CONTÍNUO III - neste modo não ocorre o grampeamento da tensão no capacitor ressonante, uma vez que esta tensão não chega a atingir o valor da fonte de alimentação.

## 5.4 - OPERAÇÃO NO MODO CONTÍNUO I

### 5.4.1 - Princípios de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.5.2. A operação do conversor é descrita a seguir:

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$  a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante até o instante  $t_1$ , quando a tensão no capacitor ressonante se anula e  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ .

2<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_1, t_2$ ): esta etapa começa no instante  $t_1$  quando as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  entram em condução sob tensão nula. Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  cresce linearmente até o instante  $t_2$ , quando  $i_{Lr}(t_2) = I_{L2}$ . A duração desta etapa  $\Delta t = t_2 - t_1$ , controla a potência transferida para a carga.

3<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): no instante  $t_2$  as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  são bloqueadas. Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_3$  quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e  $i_{Lr}(t_3) = I_{L3}$ .

4<sup>a</sup> etapa - roda livre ( $t_3, t_4$ ): no instante  $t_3$  o diodo  $D_3$  entra em condução e a corrente  $i_{Lr}(t)$  fica em roda livre com a carga, e passa a decrescer linearmente. Esta etapa termina no instante  $t_4$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada e  $i_{Lr}(t_4) = I_{L4}$ .

5ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_4, t_5$ ): no instante  $t_4$  a tensão  $v_{C1}(t_4) = 0$  e  $v_{C2}(t_4) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$  e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_5$  o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

6ª etapa - linear ( $t_5, t_6$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_6$  quando  $i_{Lr}(t_6) = 0$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.5.2. As principais formas de onda, sinais de comando e o período de condução das chaves são mostradas na Fig.5.3.

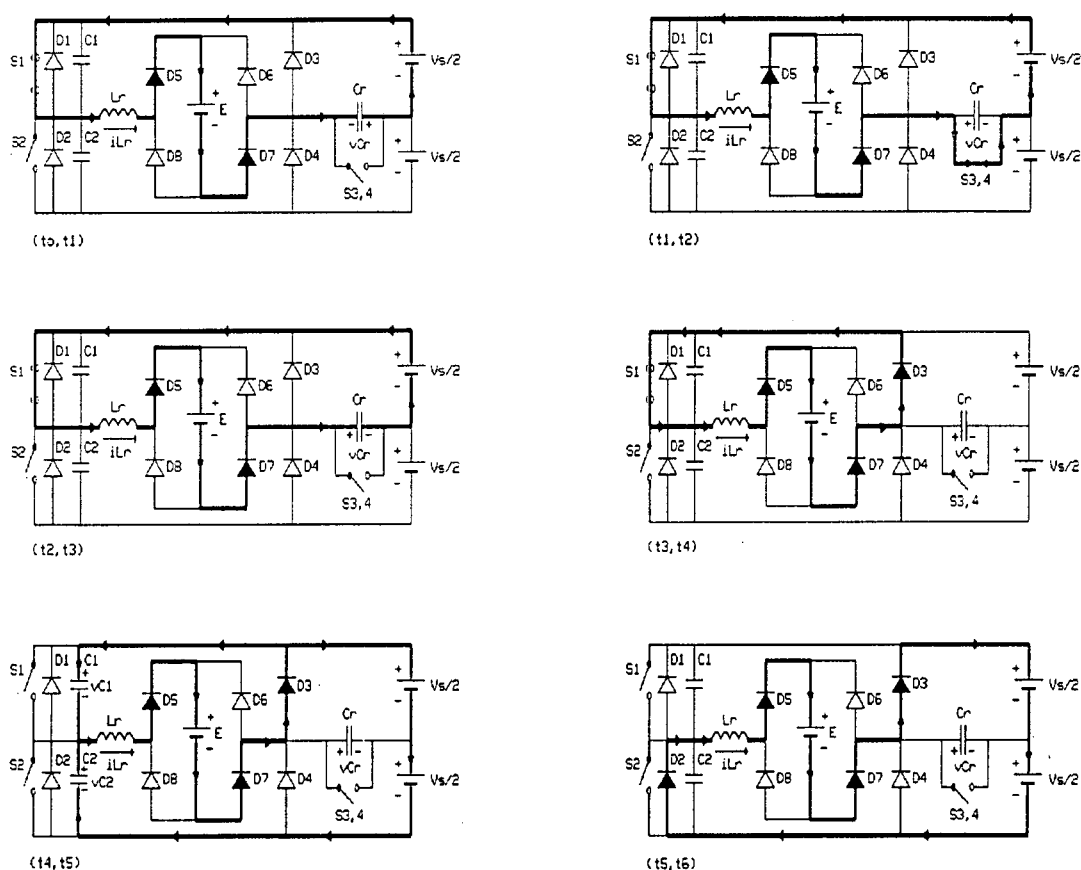


Fig.5.2 - Etapas de operação do conversor no MODO CONTÍNUO I.

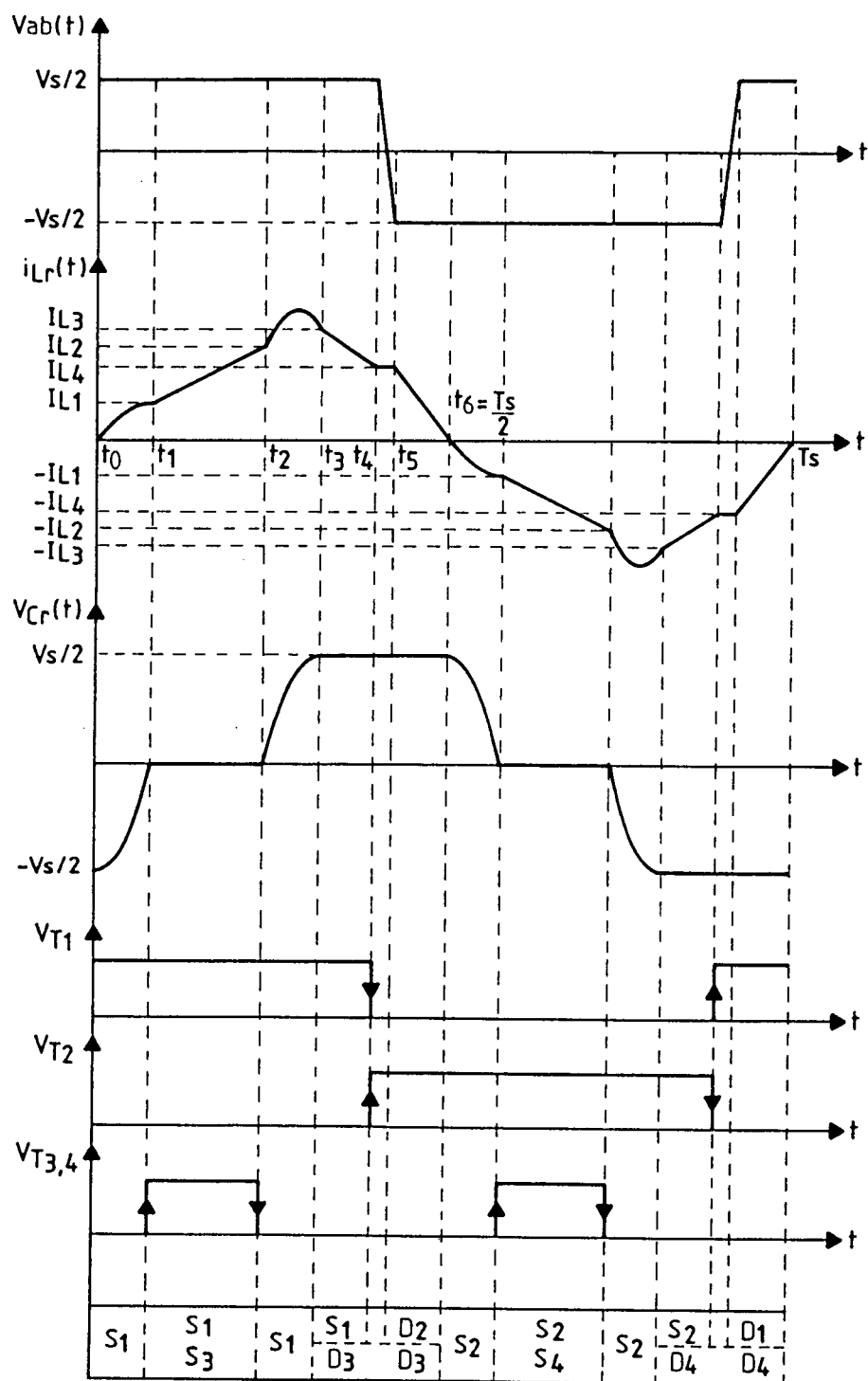


Fig.5.3 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves no MODO CONTÍNUO I.

#### 5.4.2 - Análise Quantitativa

A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  são normalizadas da seguinte forma:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = v_{Cr}(t)/(V_s/2) \quad (5.1)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = Z_o \cdot i_{Lr}(t)/(V_s/2) \quad (5.2)$$

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_0) = -1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_0) = 0$

O comportamento e as equações desta etapa são iguais aos da 1ª etapa de operação do conversor analisado na seção 3.3.1, do Capítulo III.

2ª etapa - linear ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = \overline{I}_{L1}$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 2ª etapa de operação do conversor analisado na seção 3.3.2, do Capítulo III.

A razão cíclica  $D$  é definida da seguinte forma:

$$D = \frac{\Delta t}{T_s/2} \quad (5.3)$$

$$\text{onde: } \Delta t = t_2 - t_1 \quad (5.4)$$

A partir da equação (5.3) pode-se escrever:

$$\omega_o \cdot \Delta t = \frac{\pi \cdot D}{f_s/f_o} \quad (5.5)$$

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L2}$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 3ª etapa de operação do conversor analisado na seção 3.3.3, do Capítulo III.

4ª etapa - roda livre ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L3}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 2ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO I do conversor proposto no Capítulo IV. Entretanto, neste caso a corrente inicial é  $\overline{I}_{L3}$  e a corrente final é  $\overline{I}_{L4}$ .

5ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_4, t_5$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_4) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_4) = \overline{I}_{L4}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 3ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO I do conversor proposto no Capítulo IV. Entretanto, neste caso a corrente inicial é  $\overline{I}_{L4}$ .

Os efeitos desta etapa sobre  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\overline{v}_{Cr}(t)$  foram desprezados.

6ª etapa - linear ( $t_5, t_6$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_5) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_5) = \overline{I}_{L4}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 4ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO I do conversor proposto no Capítulo IV. Entretanto, neste caso a corrente inicial é  $\overline{I}_{L4}$ .

#### 5.4.3 - Plano de Fase do Conversor

A partir do instante  $t_6$  a chave semicondutora  $S_2$  passa a conduzir a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$ , e ocorrem etapas simétricas às descritas. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\overline{v}_{Cr}(t)$  chega-se ao plano de fase mostrado na Fig.5.4.

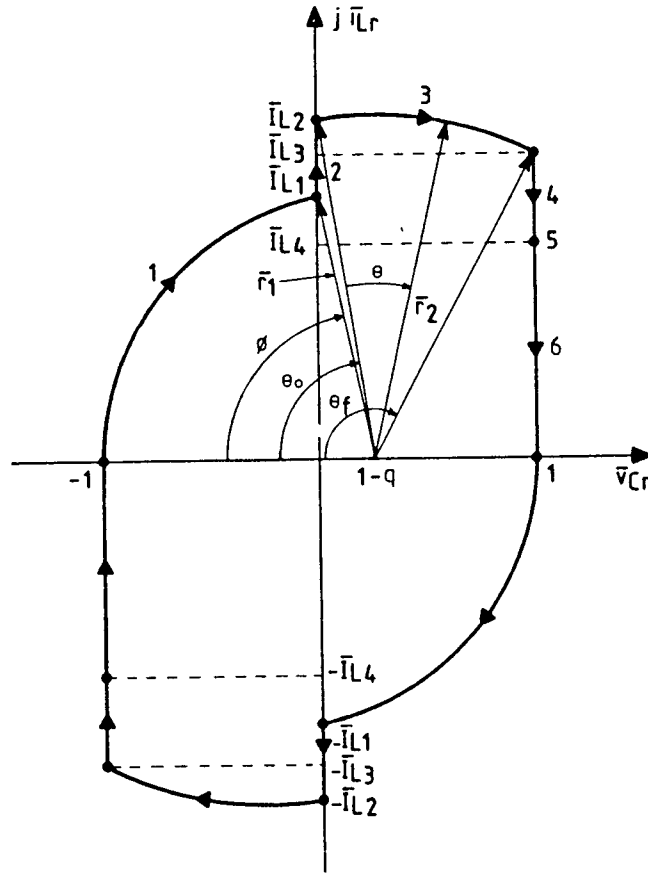


Fig.5.4 - Plano de fase do conversor no MODO CONTÍNUO I.

#### 5.4.4 - Definição das Faixas de Operação

A partir da Fig.5.3 pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{T_s}{2} = (t_6 - t_0) \quad (5.6)$$

$$\text{que é equivalente a: } \frac{\pi}{f_s/f_0} = \omega_0 \cdot (t_6 - t_0) \quad (5.7)$$

Substituindo-se as equações correspondentes ao tempo de duração das etapas em (5.7), chega-se a:

$$\overline{I_{L4}} = \frac{q(2+q)}{2} \cdot \left( \pi - \frac{\pi(1-D)}{f_s/f_0} + \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{r_2} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{q}{r_2} \right) + \frac{\overline{I_{L3}}}{q} \right) \quad (5.8)$$

onde:

$$\overline{I}_{L1} = \sqrt{3-2q} \quad (5.9)$$

$$\overline{I}_{L2} = \overline{I}_{L1} + (1-q) \cdot \frac{\pi \cdot D}{f_s / f_o} \quad (5.10)$$

$$\overline{r}_2^2 = \overline{I}_{L2}^2 - (1-q)^2 \quad (5.11)$$

$$\overline{I}_{L3}^2 = \overline{r}_2^2 - q^2 \quad (5.12)$$

#### a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

##### Frequência Mínima:

Para garantir que a comutação ocorra sob tensão nula, as chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  devem ser bloqueadas antes que a corrente no indutor ressonante se anule. Portanto a menor frequência de chaveamento é aquela que bloqueia as chaves com  $\overline{i}_{Lr}(t) = 0$ . Nesta condição, não ocorre a 6ª etapa de operação, e  $\overline{I}_{L4} = 0$ . Assim, da equação (5.8) chega-se a:

$$\frac{f_{s \text{ min}}}{f_o} = \frac{\pi \cdot (1 - D)}{\pi + \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{\overline{r}_2}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{q}{\overline{r}_2}\right) + \frac{\overline{I}_{L3}}{q}} \quad (5.13)$$

A equação (5.13) estabelece o limite entre as regiões de operação no MODO CONTÍNUO I e DESCONTÍNUO. Esta mesma equação foi obtida para o conversor analisado no Capítulo III, aonde foi estabelecido a máxima frequência para operação no modo descontínuo.

##### Frequência Máxima:

A máxima frequência de chaveamento para a operação do conversor no MODO CONTÍNUO I será aquela que bloqueará as chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  no instante do grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição não ocorre a 4ª etapa de operação e a corrente  $\overline{I}_{L4} = \overline{I}_{L3}$ . Assim, a partir da equação (5.8), chega-se a:



$$\frac{f_s \max}{f_o} I = \frac{\pi \cdot (1 - D)}{\pi + \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{r_2}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{q}{r_2}\right) + \frac{\overline{I}_{L3}}{2+q}} \quad (5.14)$$

b) - Limites Sobre a Tensão de Saída

O conversor pode operar com curto circuito na carga, que corresponde a  $q_{\min} = 0$ . Nesta condição, na 4ª etapa de operação a corrente no indutor ressonante se mantém constante em  $\overline{I}_{L3}$  até o bloqueio de  $S_1$ .

O conversor pode operar, no caso limite, com  $q_{\max} = 1$ . Nesta condição, só ocorrem as etapas ressonantes.

#### 5.4.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico

A seguinte equação é utilizada na determinação das correntes do conversor:

$$\frac{1}{\omega_o \cdot T_s} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (5.15)$$

Corrente Média na Carga:

A corrente média na carga é igual à corrente no indutor ressonante retificada. A partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\overline{I}_o = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 + \frac{\overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2}{2(1-q)} + \frac{\overline{I}_{L3}^2 - \overline{I}_{L4}^2}{2q} + \frac{\overline{I}_{L4}^2}{2(2+q)} \right] \quad (5.16)$$

Corrente Eficaz na Carga:

A partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$  chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{EF}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} + \frac{\overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3}{3(1-q)} + \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot (\theta_f - \theta_o) + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cdot \left[ q \cdot (\overline{I}_{L3} - \overline{I}_{L2}) + \overline{I}_{L2} \right] + \frac{\overline{I}_{L3}^3 - \overline{I}_{L4}^3}{3q} + \frac{\overline{I}_{L4}^3}{3(2+q)} \right] \quad (5.17) \end{aligned}$$

Corrente Média nas Chaves Principais:

As chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  conduzem a corrente  $\overline{I}_{Lr}(t)$  da 1.<sup>a</sup> a 4.<sup>a</sup> etapa de operação. A partir disto, chega-se a:

$$\overline{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 + \frac{\overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2}{2(1-q)} + \frac{\overline{I}_{L3}^2 - \overline{I}_{L4}^2}{2q} \right] \quad (5.18)$$

Corrente Eficaz nas Chaves Principais:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras principais é dada por:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{TEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} + \frac{\overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3}{3(1-q)} + \right. \\ \left. + \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot (\theta_f - \theta_o) + \frac{1}{2} \cdot \left[ q \cdot (\overline{I}_{L3} - \overline{I}_{L2}) + \overline{I}_{L2} \right] + \frac{\overline{I}_{L3}^3 - \overline{I}_{L4}^3}{3q} \right] \quad (5.19) \end{aligned}$$

Corrente Média nos Diodos Grampeadores:

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente no indutor ressonante somente nas etapas de roda livre. Assim, chega-se a:

$$\overline{I}_{DGM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\overline{I}_{L3}^2 - \overline{I}_{L4}^2}{2q} + \frac{\overline{I}_{L4}^2}{2(2+q)} \right] \quad (5.20)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores:

A corrente eficaz nos diodos grampeadores é dada por:

$$\overline{I}_{DG_{EF}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\overline{I}_{L3}^3 - \overline{I}_{L4}^3}{3q} + \frac{\overline{I}_{L4}^3}{3(2+q)} \right] \quad (5.21)$$

Corrente Média nas Chaves Auxiliares:

As chaves semicondutoras auxiliares conduzem a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  somente durante a 2.<sup>a</sup> etapa de operação. Desta forma, chega-se a:

$$\overline{I}_{M_{T_3, T_4}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2}{2(1-q)} \quad (5.22)$$

Corrente Eficaz nas Chaves Auxiliares:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras auxiliares é dada por:

$$\overline{I}_{EF_{T_3, T_4}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3}{3(1-q)} \quad (5.23)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:

$$\overline{I}_{DR_M} = \frac{\overline{I}_o}{2} \quad (5.24)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{I}_{DR_{EF}} = \frac{\overline{I}_{EF}}{\sqrt{2}} \quad (5.25)$$

Corrente de Pico nas Chaves Principais e Diodos Retificadores:

A partir do plano de fase mostrado na Fig.5.4 verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i_{Lr}}(t)$  ocorre na 3ª etapa de operação, e é igual ao raio da trajetória, assim:

$$\overline{i_{Tp}} = \overline{i_{DRp}} = \overline{r_2} \quad (5.26)$$

Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores:

A corrente de pico nos diodos grampeadores ocorre no instante de grampeamento da tensão  $\overline{v_{Cr}}(t)$ , assim:

$$\overline{i_{DGp}} = \overline{i_{L3}} \quad (5.27)$$

Corrente de Pico nas Chaves Auxiliares:

A corrente de pico nas chaves semicondutoras auxiliares ocorre no final da 2ª etapa de operação, assim:

$$\overline{i_{P_{T_3, T_4}}} = \overline{i_{L2}} \quad (5.28)$$

## 5.5 - OPERAÇÃO NO MODO CONTÍNUO II

Com a elevação da frequência de chaveamento acima do valor definido pela equação (5.14) o conversor passa a operar no MODO CONTÍNUO II. Neste modo de operação, o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre na segunda evolução ressonante. A partir deste ponto, o conversor ainda evolui de forma ressonante até o grampeamento da tensão no capacitor ressonante.

### 5.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.5.5. A operação do conversor é descrita a seguir:

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante até o instante  $t_1$ , quando a tensão no capacitor ressonante se anula e  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ .

2ª etapa - linear ( $t_1, t_2$ ): esta etapa começa no instante  $t_1$ , quando as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  entram em condução sob tensão nula. Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  cresce linearmente até o instante  $t_2$  quando  $i_{Lr}(t_2) = I_{L2}$ . A duração desta etapa  $\Delta t = t_2 - t_1$ , controla a potência transferida para a carga.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): no instante  $t_2$  as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  são bloqueadas. Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_3$  quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada,  $v_{Cr}(t) = V_1$  e  $i_{Lr}(t_3) = I_{L3}$ .

4ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_3, t_4$ ): no instante  $t_3$  a tensão  $v_{C1}(t_3) = 0$  e  $v_{C2}(t_3) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$  e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_4$  o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

5ª etapa - ressonante ( $t_4, t_5$ ): a partir do instante  $t_4$  a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  continuam a evoluir de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_5$  quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e a corrente  $i_{Lr}(t_5) = I_{L4}$ .

6<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_5, t_6$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_6$  quando  $i_{Lr}(t_6) = 0$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.5.5.

As principais formas de onda, os sinais de comando e o período de condução das chaves são mostrados na Fig.5.6.

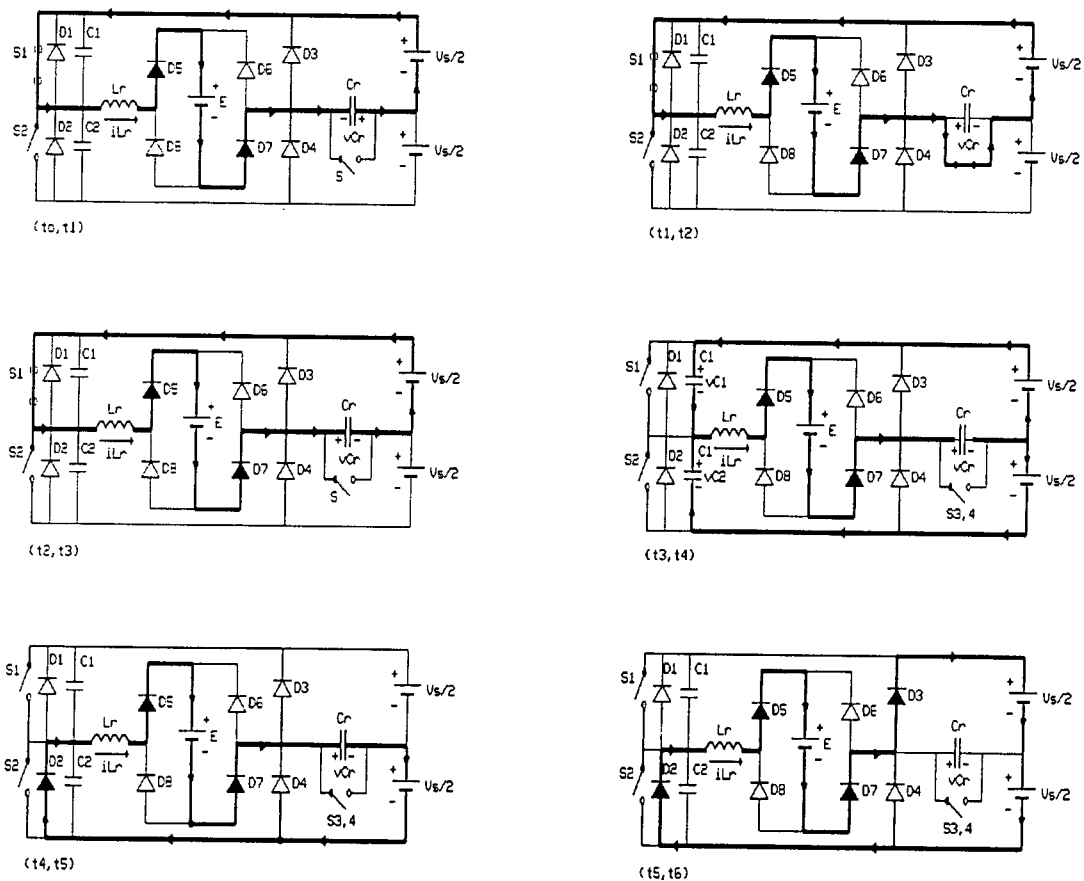


Fig.5.5 - Etapas de operação do conversor no MODO CONTÍNUO II.

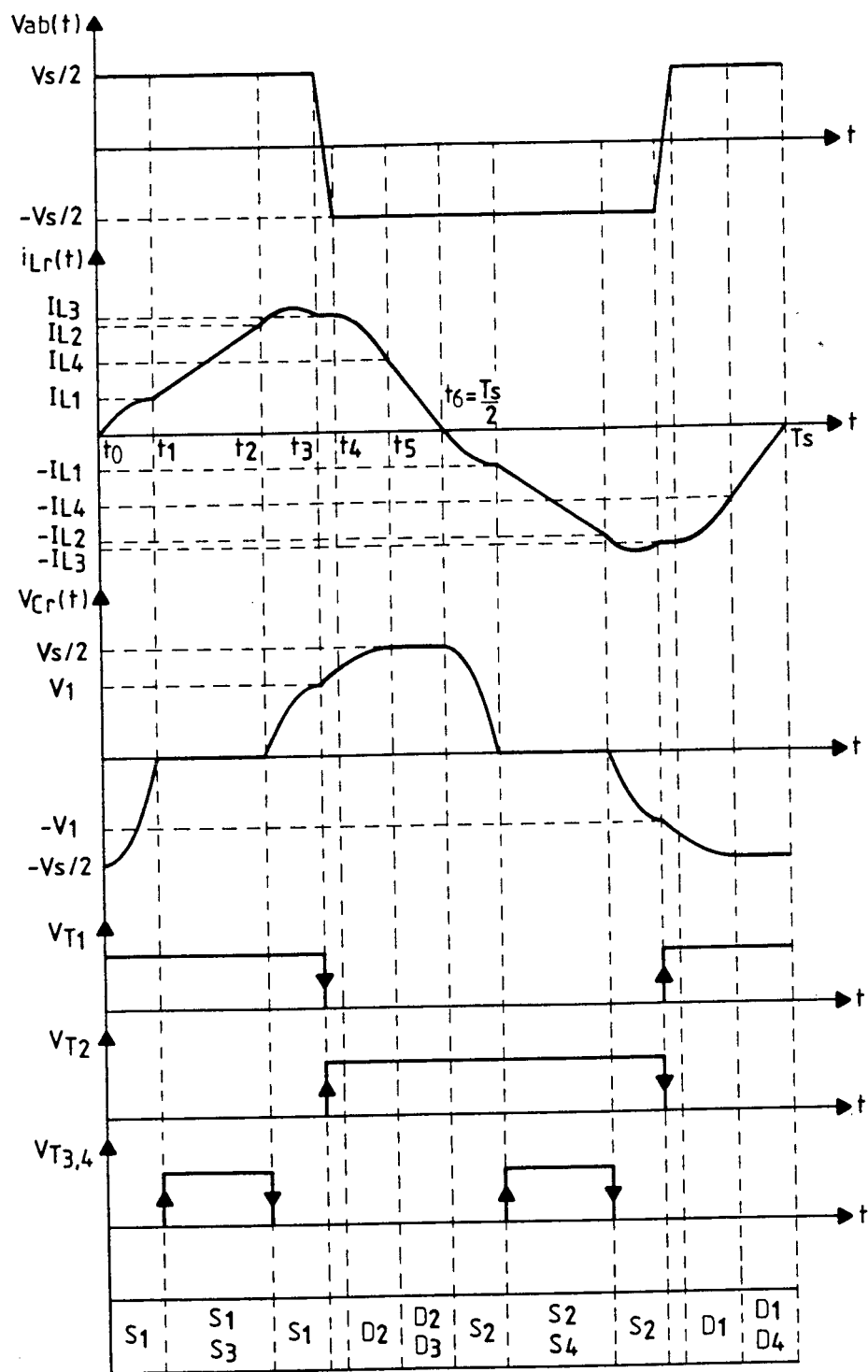


Fig.5.6 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves no MODO CONTÍNUO II.

### 5.5.2 - Análise Quantitativa

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_0) = -1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_0) = 0$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 1ª etapa de operação deste conversor no MODO CONTÍNUO I.

2ª etapa - linear ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = \overline{I}_{L1}$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 2ª etapa de operação deste conversor no MODO CONTÍNUO I.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L2}$

Equações:

As equações de  $\overline{v}_{Cr}(t)$  e  $\overline{i}_{Lr}(t)$  são iguais as da 3ª etapa de operação deste conversor no MODO CONTÍNUO I. Entretanto, o término desta etapa ocorre em  $t_3$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada e  $\overline{v}_{Cr}(t) = \overline{V}_1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L3}$ .

Plano de fase:

A partir das equações correspondentes a  $\overline{v}_{Cr}(t)$  e  $\overline{i}_{Lr}(t)$ , chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.5.7, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r}_2^2 = \overline{I}_{L2}^2 + (1-q)^2 \quad (5.29)$$

$$\text{Ângulo inicial: } \theta_0 = \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{\overline{r}_2} \right) \quad (5.30)$$

Duração da etapa:

$$\omega_0(t_3 - t_2) = \theta = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 - 1 + q}{\overline{r}_2} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{\overline{r}_2} \right) \quad (5.31)$$



$$\text{Tensão no final da etapa: } \overline{V}_1 = (1-q) - \overline{r}_2 \cdot \cos(\theta + \theta_0) \quad (5.32)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I}_{L3} = \overline{r}_2 \cdot \sin(\theta + \theta_0) \quad (5.33)$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d \overline{v}_{Cr}(t)}{dt} \quad (5.34)$$

Fazendo a integração  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \overline{V}_1 \quad (5.35)$$

A partir do plano de fase, verifica-se que a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \overline{r}_2 \cdot \sin(\theta_a + \theta_0) \quad (5.36)$$

$$\text{onde: } \theta_a = \omega_0 \cdot t \quad (5.37)$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot \theta + \frac{1}{2} \left[ \overline{I}_{L3} \cdot (\overline{V}_1 - 1 + q) + \overline{I}_{L2} \cdot (1 - q) \right] \quad (5.38)$$

4ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = \overline{V}_1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L3}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 2ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO II do conversor proposto no Capítulo IV. Entretanto, neste caso a corrente inicial é  $\overline{I}_{L3}$ .

Os efeitos desta etapa sobre  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\overline{v}_{Cr}(t)$  foram desprezados.

5<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_4, t_5$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_4) = \overline{V}_1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_4) = \overline{I}_{L3}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 3<sup>a</sup> etapa de operação no MODO CONTÍNUO II do conversor proposto no Capítulo IV. Entretanto, neste caso a corrente inicial é  $\overline{I_{L3}}$  e a corrente final é  $\overline{I_{L4}}$ .

6<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_5, t_6$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_5) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_5) = \overline{i}_{L4}$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 6ª etapa de operação deste conversor no MODO CONTÍNUO I.

### 5.5.3 - Plano de Fase do Conversor

A partir do instante  $t_6$  a chave semicondutora  $S_2$  passa a conduzir a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$ , e ocorrem etapas simétricas às descritas. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\overline{v}_{Cr}(t)$  e  $\overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se ao plano de fase, que é mostrado na Fig.5.7.

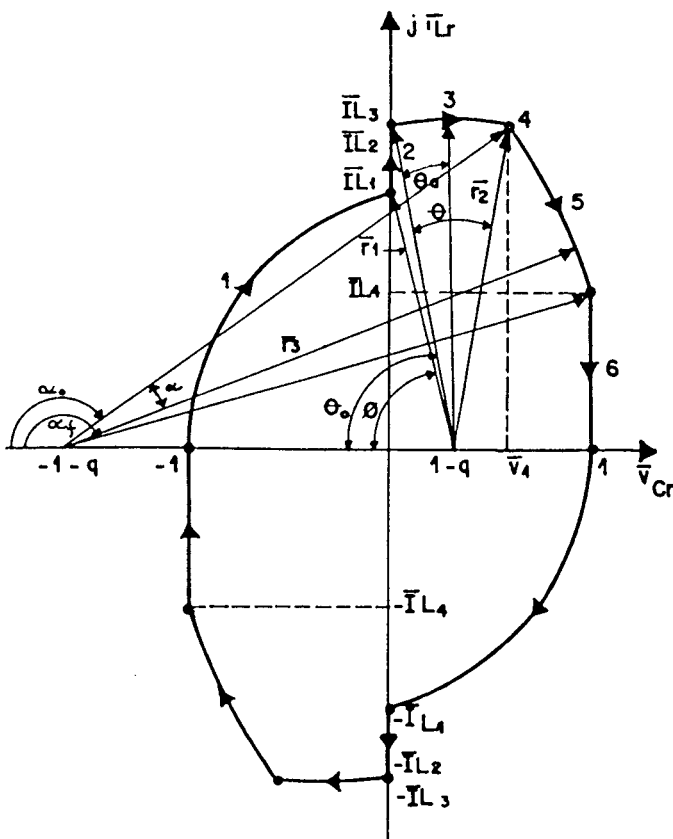


Fig.5.7 - Plano de fase do conversor no MODO CONTÍNUO II.

#### 5.5.4 - Definição das Faixas de Operação

A partir da Fig.5.6 pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_o \cdot (t_6 - t_o) \quad (5.39)$$

Substituindo-se as equações correspondentes ao tempo de duração das etapas em (5.39), chega-se a:

$$\begin{aligned} \frac{\pi \cdot (1-D)}{f_s/f_o} = & \pi + \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 - 1 + q}{\overline{r}_2} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{\overline{r}_2} \right) + \\ & + \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_3} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{2 + q}{\overline{r}_3} \right) + \frac{\overline{I}_{L4}}{2+q} \end{aligned} \quad (5.40)$$

onde:

$$\overline{I}_{L1} = \sqrt{3-2q} \quad (5.41)$$

$$\overline{I}_{L2} = \overline{I}_{L1} + (1-q) \cdot \frac{\pi \cdot D}{f_s/f_o} \quad (5.42)$$

$$\overline{r}_2^2 = \overline{I}_{L2}^2 - (1-q)^2 \quad (5.43)$$

$$\overline{V}_1 = (1-q) - \overline{r}_2 \cdot \cos(\theta + \theta_o) \quad (5.44)$$

$$\overline{I}_{L3} = \overline{r}_2 \cdot \sin(\theta + \theta_o) \quad (5.45)$$

$$\overline{r}_3^2 = (1 + q + \overline{V}_1)^2 + \overline{I}_{L3}^2 \quad (5.46)$$

$$\overline{I}_{L4}^2 = \overline{r}_3^2 - (2 + q)^2 \quad (5.47)$$

A equação (5.40) é da forma:

$$\theta = f(f_s/f_o, D, q) \quad (5.48)$$

Resolvendo-a numericamente, pode-se obter o valor de  $\theta$  em função da razão  $f_s/f_o$ ,  $D$  e  $q$ .

a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

Frequência Mínima:

A menor frequência de chaveamento para a operação no MODO CONTÍNUO II, será aquela que bloqueará as chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  no instante de grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição, não ocorre a 5ª etapa de operação, e as seguintes equações se verificam:

$$\overline{I}_{L4} = \overline{I}_{L3} \quad (5.49)$$

$$\overline{V}_1 = 1 \quad (5.50)$$

Com isso, da equação (5.40) chega-se a:

$$\frac{f_{s \min}}{f_o} \text{ II} = \frac{\pi \cdot (1 - D)}{\pi + \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{r_2}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{q}{r_2}\right) + \frac{\overline{I}_{L3}}{2 + q}} \quad (5.51)$$

A equação (5.51) estabelece o limite entre as regiões de operação no MODO CONTÍNUO I e MODO CONTÍNUO II.

Frequência Máxima:

Existem duas condições limites, sobre a frequência de chaveamento, para a operação do conversor no MODO CONTÍNUO II. Neste modo de operação, ainda ocorre o grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Estas condições são descritas a seguir:

1) o primeiro limite é estabelecido pelo valor da frequência de chaveamento que bloqueia as chaves semicondutoras principais no exato instante de bloqueio das chaves auxiliares. Portanto, o tempo de duração da 3ª etapa de operação é nulo. Entretanto, para que possa ocorrer o grampeamento da tensão no capacitor ressonante a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\overline{r}_{3a} \geq 2 + q \quad (5.52)$$

onde  $\overline{r}_{3a}$  é o raio da 5ª etapa de operação calculado no ponto  $(0, \overline{I}_{L2})$ , e é expresso por:

$$\overline{r}_{3a}^2 = (1 + q)^2 + \overline{I}_{L2}^2 \quad (5.53)$$

Se a equação (5.52) for satisfeita as seguintes relações são válidas:

$$\theta = 0 \quad (5.54)$$

$$\overline{V}_1 = 0 \quad (5.55)$$

$$\overline{I}_{L3} = \overline{I}_{L2} \quad (5.56)$$

$$\overline{r}_3 = \overline{r}_{3a} = (1 + q)^2 + \overline{I}_{L2}^2 \quad (5.57)$$

Com isso, a partir da equação (5.40) chega-se a:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} II_a = \frac{\pi \cdot (1 - D)}{\cos^{-1}\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{1+q}{\overline{r}_3}\right) - \cos^{-1}\left(\frac{2+q}{\overline{r}_3}\right) + \frac{\overline{I}_{L4}}{2 + q}} \quad (5.58)$$

2) se a equação (5.52) não for satisfeita, para que ocorra grampeamento da tensão no capacitor ressonante, o tempo de duração da 3ª etapa de operação deve ser não nulo. Assim, o segundo limite é estabelecido pelo valor da frequência de chaveamento que bloqueia as chaves semicondutoras principais em um instante de tempo da 3ª etapa de operação que permite o grampeamento da tensão no capacitor ressonante no ponto (1,0). Nesta condição, o tempo de duração da 6ª etapa de operação é nulo e as seguintes relações se verificam:

$$\overline{I}_{L4} = 0 \quad (5.59)$$

$$\overline{r}_3 = 2 + q \quad (5.60)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{\overline{r_2^2} - 4q - q^2}{4 \overline{r_2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{\overline{r_2}} \right) \quad (5.61)$$

$$\overline{V_1} = (1-q) - \frac{\overline{r_2^2} - 4q - q^2}{4} \quad (5.62)$$

Com isso, a partir da equação (5.40) chega-se a :

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} \Pi_b = \frac{\pi \cdot (1 - D)}{\pi + \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V_1} - 1 + q}{\overline{r_2}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{\overline{r_2}} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V_1} + 1 + q}{2 + q} \right)} \quad (5.63)$$

As equações (5.58) e (5.63) estabelecem o limite entre as regiões de operação no MODO CONTÍNUO II e no MODO CONTÍNUO III.

#### b) - Limites Sobre a Tensão de Saída

Neste modo, o conversor também pode operar com curto circuito na carga, que corresponde a  $q_{\min} = 0$ . Nesta condição, na 6ª etapa de operação a corrente no indutor ressonante se mantém constante em  $\overline{I_{L4}}$  até o bloqueio da chave semicondutora  $S_1$ .

O conversor pode operar, no caso limite, com  $q_{\max} = 1$ . Nesta condição, só ocorrem as etapas ressonantes.

#### 5.5.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico

Corrente Média na Carga:

A partir das equações correspondentes a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  chega-se a:

$$\overline{I_o} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 + \frac{\overline{I_{L2}^2} - \overline{I_{L1}^2}}{2(1-q)} + \frac{\overline{I_{L4}^2}}{2(2+q)} \right] \quad (5.64)$$

Corrente Eficaz na Carga:

A partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega \cdot \bar{i}_{Lr}^{-2}(t)$  chega-se a:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{EF}^{-2} = & \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} + \frac{\bar{I}_{L2}^3 - \bar{I}_{L1}^3}{3(1-q)} + \right. \\ & + \frac{\bar{r}_2^{-2}}{2} \cdot \theta + \frac{1}{2} \cdot \left[ \bar{I}_{L3} \cdot (\bar{V}_1 - 1 + q) + \bar{I}_{L2} \cdot (1-q) \right] + \frac{\bar{r}_3^{-2}}{2} \cdot (\alpha_f - \alpha_o) - \\ & \left. - \frac{1}{2} \cdot \left[ \bar{I}_{L3} \cdot (\bar{V}_1 + 1 + q) - \bar{I}_{L4} \cdot (2+q) \right] + \frac{\bar{I}_{L4}^3}{3(2+q)} \right] \end{aligned} \quad (5.65)$$

Corrente Média nas Chaves Principais:

As chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  conduzem a corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$  da 1.<sup>a</sup> à 3.<sup>a</sup> etapa de operação. A partir disto, chega-se a:

$$\bar{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 1 + \bar{V}_1 + \frac{\bar{I}_{L2}^2 - \bar{I}_{L1}^2}{2(1-q)} \right] \quad (5.66)$$

Corrente Eficaz nas Chaves Principais:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras principais é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{TEF}^{-2} = & \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1-q}{2-q} \right) - \frac{(1-q)}{2} \cdot \sqrt{3-2q} + \frac{\bar{I}_{L2}^3 - \bar{I}_{L1}^3}{3(1-q)} + \right. \\ & \left. + \frac{\bar{r}_2^{-2}}{2} \cdot \theta + \frac{1}{2} \cdot \left[ \bar{I}_{L3} \cdot (\bar{V}_1 - 1 + q) + \bar{I}_{L2} \cdot (1-q) \right] \right] \end{aligned} \quad (5.67)$$

Corrente Média nos Diodos Grampeadores:

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente no indutor ressonante somente durante a 6<sup>a</sup> etapa de operação. Assim, chega-se a:

$$\overline{I}_{DG_M} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L4}^2}{2(2+q)} \quad (5.68)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores:

A corrente eficaz nos diodos grampeadores é dada por:

$$\overline{I}_{DG_{EF}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L4}^3}{3(2+q)} \quad (5.69)$$

Corrente Média nas Chaves Auxiliares:

As chaves auxiliares conduzem a corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  somente durante a 2.<sup>a</sup> etapa de operação. Desta forma, chega-se a:

$$\overline{I}_{M_{T_3, T_4}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2}{2(1-q)} \quad (5.70)$$

Corrente Eficaz nas Chaves Auxiliares:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras auxiliares é dada por:

$$\overline{I}_{EF_{T_3, T_4}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I}_{L2}^3 - \overline{I}_{L1}^3}{3(1-q)} \quad (5.71)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:



$$\overline{I_{DR_M}} = \frac{\overline{I_0}}{2} \quad (5.72)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando a relação quadrática chega-se a:

$$\overline{I_{DR_{EF}}} = \frac{\overline{I_{EF}}}{\sqrt{2}} \quad (5.73)$$

Corrente de Pico nas Chaves Principais e Diodos Retificadores:

A partir do plano de fase mostrado na Fig.5.7 verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i_{Lr}}(t)$  ocorre na 3ª etapa de operação, e é igual ao raio da trajetória, assim:

$$\overline{I_{TP}} = \overline{I_{DR_p}} = \overline{r_2} \quad (5.74)$$

Corrente de Pico nos Diodos Grampeadores:

A corrente de pico nos diodos grampeadores ocorre no instante de grampeamento da tensão  $\overline{v_{Cr}}(t)$ , assim:

$$\overline{I_{DG_p}} = \overline{I_{L4}} \quad (5.75)$$

Corrente de Pico nas Chaves Auxiliares:

A corrente de pico nas chaves semicondutoras auxiliares ocorre no final da 2ª etapa de operação, assim:

$$\overline{I_{P_{T_3, T_4}}} = \overline{I_{L2}} \quad (5.76)$$

## 5.6 - OPERAÇÃO NO MODO CONTÍNUO III

Com a elevação da frequência de chaveamento acima do valor definido pelas equações (5.58) e (5.63) o conversor passa a operar no MODO CONTÍNUO III. Neste modo, não ocorre o grampeamento de tensão no capacitor ressonante.

### 5.6.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem cinco etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.5.8. A operação do conversor é descrita a seguir:

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_2$ , a corrente  $i_{Lr}(t_0) = 0$  e a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a tensão no capacitor ressonante se anula e  $i_{Lr}(t_1) = I_{L1}$ .

2<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_1, t_2$ ): esta etapa começa no instante  $t_1$ , quando as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  entram em condução sob tensão nula. Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  cresce linearmente até o instante  $t_2$  quando  $i_{Lr}(t_2) = I_{L2}$ . A duração desta etapa  $\Delta t = t_2 - t_1$ , controla a potência transferida para a carga.

3<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): no instante  $t_2$  as chaves semicondutoras  $S_3$  e  $S_4$  são bloqueadas. Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_3$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada,  $v_{Cr}(t) = V_1$  e  $i_{Lr}(t_3) = I_{L3}$ .

4<sup>a</sup> etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_3, t_4$ ): no instante  $t_3$  a tensão  $v_{C1}(t_3) = 0$  e  $v_{C2}(t_3) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$  e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_4$ , o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

5ª etapa - ressonante ( $t_4, t_5$ ): a partir do instante  $t_4$  a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  continuam a evoluir de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_5$ , quando a corrente no indutor ressonante se anula e a tensão  $v_{Cr}(t_5) = V_2$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.5.8.

As principais formas de onda, os sinais de comando e o período de condução das chaves são mostrados na Fig.5.9.

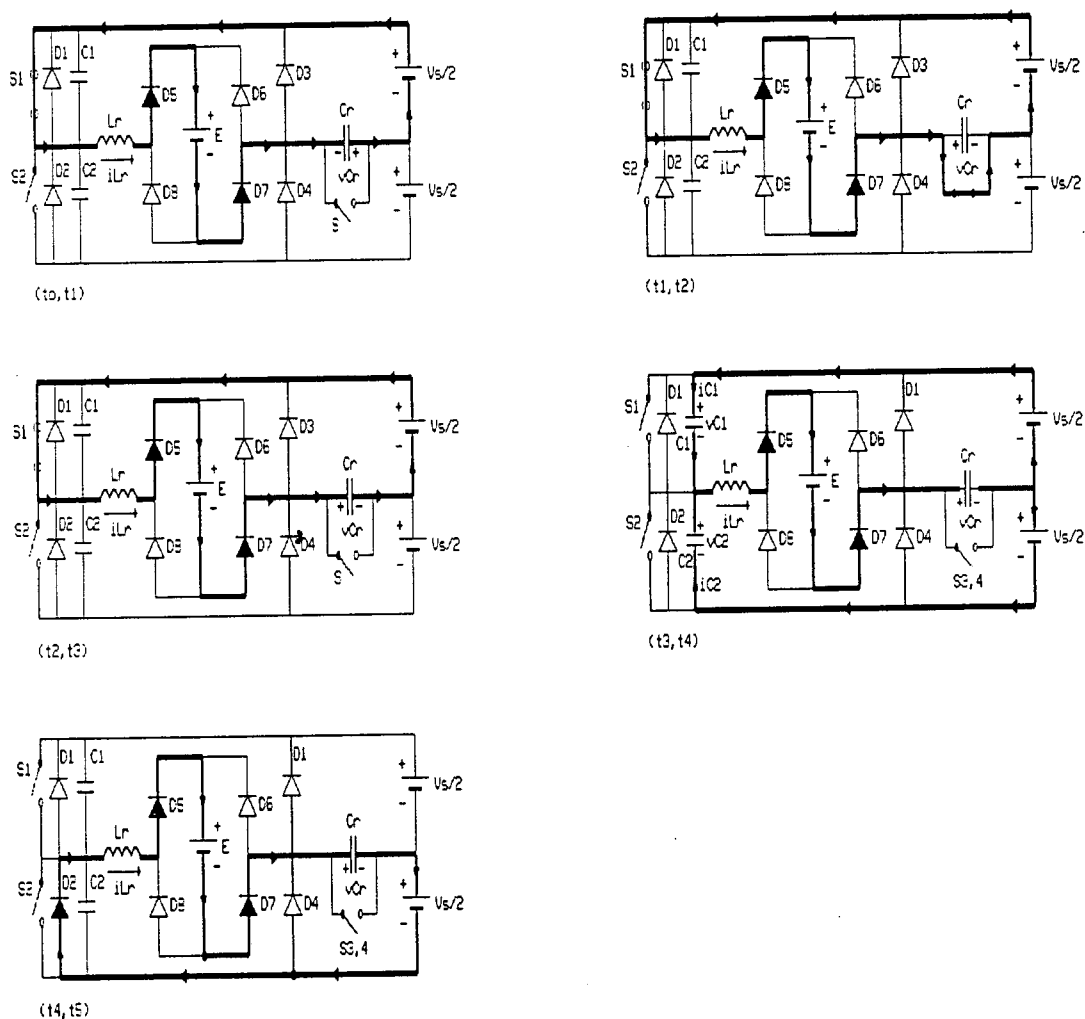


Fig.5.8 - Etapas de operação no MODO CONTÍNUO III.

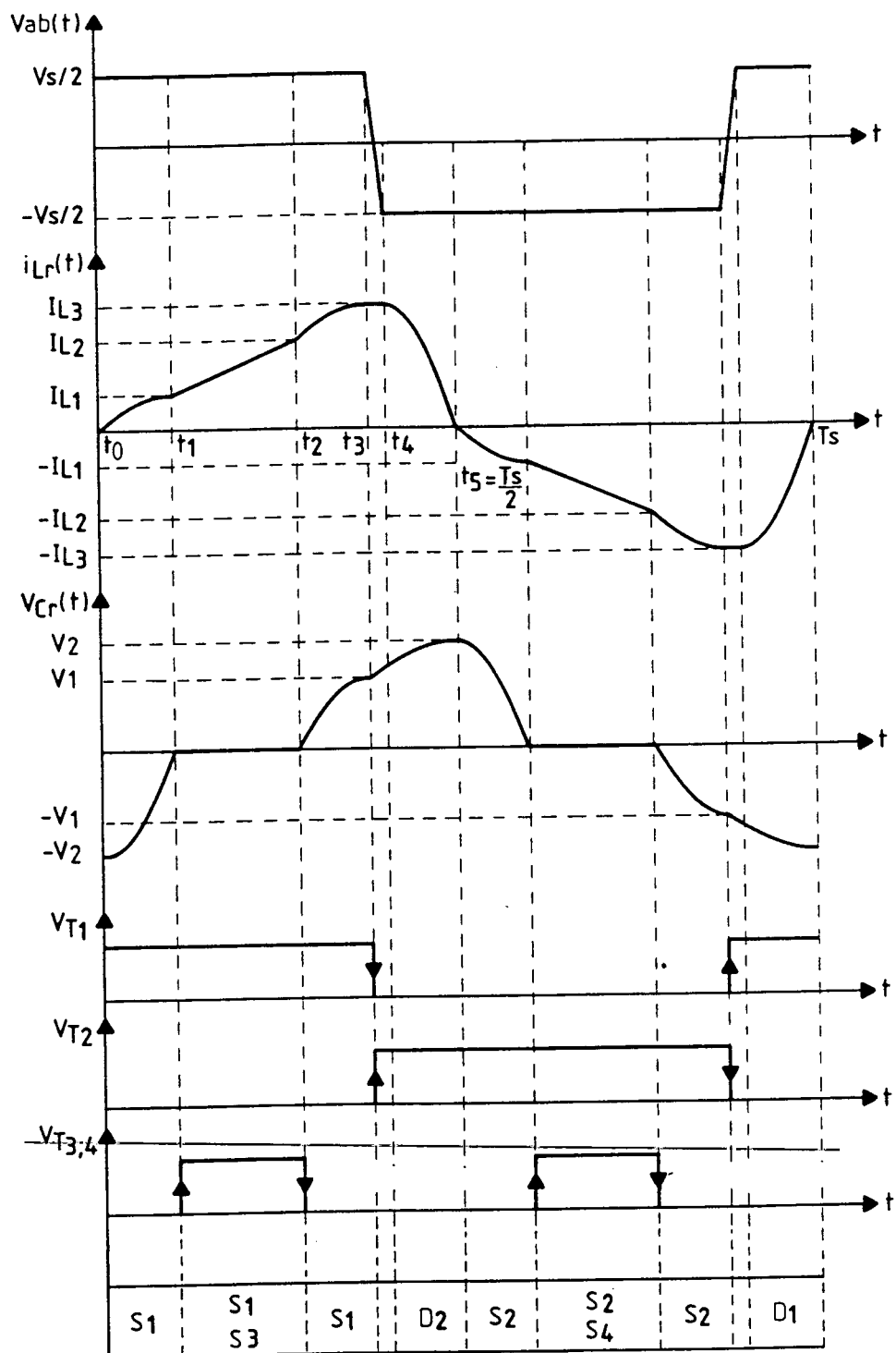


Fig.5.9 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves no MODO CONTÍNUO III.

### 5.6.2 - Análise Quantitativa

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_0) = -\overline{V}_2$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_0) = 0$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, chega-se às seguintes equações normalizadas:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (1-q) - (1-q + \overline{V}_2) \cdot \cos \omega_0 t \quad (5.77)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = (1-q + \overline{V}_2) \cdot \sin \omega_0 t \quad (5.78)$$

Plano de fase:

A partir das equações (5.77) e (5.78), chega-se ao plano de fase desta etapa que é representado pela curva 1 da Fig.5.10, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r}_1 = 1 - q + \overline{V}_2 \quad (5.79)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_0(t_1 - t_0) = \cos^{-1} \left( \frac{1 - q}{1 - q + \overline{V}_2} \right) \quad (5.80)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{i}_{L1}^2 = \overline{r}_1^2 - (1-q)^2 \quad (5.81)$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada, associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{d \overline{v}_{Cr}(t)}{dt} \quad (5.82)$$

Fazendo a integração  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \overline{V_2} \quad (5.83)$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$  a partir da equação (5.78) resulta:

$$\omega_0 \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\overline{r_1}^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1 - q}{1 - q + \overline{V_2}} \right) - \frac{(1 - q)}{2} \cdot \overline{I_{L1}} \quad (5.84)$$

2ª etapa - linear ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_1) = 0$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_1) = \overline{I_{L1}}$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 2ª etapa de operação deste conversor no MODO CONTÍNUO I.

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_2) = 0$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_2) = \overline{I_{L2}}$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 3ª etapa de operação deste conversor no MODO CONTÍNUO II.

4ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_3) = \overline{V_1}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_3) = \overline{I_{L3}}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 2ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO II do conversor proposto no Capítulo IV. Entretanto, neste caso a corrente inicial é  $\overline{I_{L3}}$ .

Os efeitos desta etapa sobre  $\overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\overline{v_{Cr}}(t)$  foram desprezados.

5ª etapa - ressonante ( $t_4, t_5$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_4) = \overline{V_1}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_4) = \overline{I_{L3}}$



$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_o \cdot (t_6 - t_o) \quad (5.85)$$

Substituindo-se as equações correspondentes ao tempo de duração das etapas em (5.85), chega-se a:

$$\begin{aligned} \frac{\pi \cdot (1-D)}{f_s/f_o} = & \pi + \cos^{-1} \left( \frac{1 - q}{1 - q + \overline{V}_2} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 - 1 + q}{\overline{r}_2} \right) - \\ & - \cos^{-1} \left( \frac{1 - q}{\overline{r}_2} \right) + \cos^{-1} \left( \frac{\overline{V}_1 + 1 + q}{\overline{r}_3} \right) \end{aligned} \quad (5.86)$$

onde:

$$\overline{r}_1 = 1 - q + \overline{V}_2 \quad (5.87)$$

$$\overline{I}_{L1}^2 = \overline{r}_1^2 - (1 - q)^2 \quad (5.88)$$

$$\overline{I}_{L2} = \overline{I}_{L1} + (1-q) \cdot \frac{\pi \cdot D}{f_s/f_o} \quad (5.89)$$

$$\overline{r}_2^2 = \overline{I}_{L2}^2 - (1-q)^2 \quad (5.90)$$

$$\overline{V}_1 = (1 - q) - \overline{r}_2 \cdot \cos(\theta + \theta_o) \quad (5.91)$$

$$\overline{I}_{L3} = \overline{r}_2 \cdot \sin(\theta + \theta_o) \quad (5.92)$$

$$\overline{r}_3 = \overline{V}_2 + 1 + q \quad (5.93)$$

A partir do plano de fase mostrado na Fig. 5.10 pode-se obter a seguinte equação:

$$\theta + \theta_o = \cos^{-1} \left( \frac{4 - (\overline{r}_3^2 - \overline{r}_2^2)}{4 \cdot \overline{r}_2} \right) \quad (5.94)$$

Substituindo a equação (5.94) em (5.91), chega-se a:

$$\overline{V}_1 = \frac{\overline{r}_3^2 - \overline{r}_2^2}{4} - q \quad (5.95)$$



Com isso, a equação (5.86) fica da forma:

$$\overline{V}_2 = f(f_s/f_o, D, q) \quad (5.96)$$

Resolvendo numericamente, pode-se obter o valor de  $\overline{V}_2$  em função da razão  $f_s/f_o$ ,  $D$  e  $q$ .

#### a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

##### Frequência Mínima:

A menor frequência de chaveamento é aquela que permite ao capacitor ressonante atingir a  $V_s/2$ . As equações (5.58) e (5.63) estabelecem o limite entre a operação no MODO CONTÍNUO II e no MODO CONTÍNUO III.

##### Frequência Máxima:

O limite superior sobre a máxima frequência de chaveamento é imposto pelos componentes utilizados e pela influência que os elementos parasitas provocam no funcionamento do conversor.

#### b) - Limites Sobre a Tensão de Saída

Neste modo, o conversor também pode operar com curto circuito na carga, que corresponde a  $q_{\min} = 0$ .

O conversor pode operar, no caso limite, com  $q_{\max} = 1$ . Nesta condição, só ocorrem as etapas ressonantes.

#### 5.6.5 - Determinação das Correntes Médias, Eficazes e de Pico

##### Corrente Média na Carga:

A partir das equações correspondentes a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\overline{I}_o = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ 2 \cdot \overline{V}_2 + \frac{\overline{I}_{L2}^2 - \overline{I}_{L1}^2}{2(1-q)} \right] \quad (5.97)$$

Corrente Eficaz na Carga:

A partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{EF}^2 = & \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\bar{r}_1^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1 - q}{1 - q + \bar{V}_2} \right) - \frac{(1-q) \cdot \bar{I}_{L1}}{2} + \frac{\bar{I}_{L2}^3 - \bar{I}_{L1}^3}{3(1-q)} + \right. \\ & + \frac{\bar{r}_2^2}{2} \cdot \theta + \frac{1}{2} \cdot \left[ \bar{I}_{L3} \cdot (\bar{V}_1 - 1 + q) + \bar{I}_{L2} \cdot (1-q) \right] + \\ & \left. + \frac{\bar{r}_3^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{\bar{V}_1 + 1 + q}{\bar{r}_3} \right) - \frac{1}{2} \cdot \bar{I}_{L3} \cdot (\bar{V}_1 + 1 + q) \right] \quad (5.98) \end{aligned}$$

Corrente Média nas Chaves Principais:

As chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_2$  conduzem a corrente  $\bar{i}_{Lr}(t)$  da 1.<sup>a</sup> a 3.<sup>a</sup> etapa de operação. A partir disto, chega-se a:

$$\bar{I}_M = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \bar{V}_2 + \bar{V}_1 + \frac{\bar{I}_{L2}^2 - \bar{I}_{L1}^2}{2(1-q)} \right] \quad (5.99)$$

Corrente Eficaz nas Chaves Principais:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras principais é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{T_{EF}}^2 = & \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\bar{r}_1^2}{2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{1 - q}{1 - q + \bar{V}_2} \right) - \frac{(1-q) \cdot \bar{I}_{L1}}{2} + \frac{\bar{I}_{L2}^3 - \bar{I}_{L1}^3}{3(1-q)} + \right. \\ & \left. + \frac{\bar{r}_2^2}{2} \cdot \theta + \frac{1}{2} \cdot \left[ \bar{I}_{L3} \cdot (\bar{V}_1 - 1 + q) + \bar{I}_{L2} \cdot (1-q) \right] \right] \quad (5.100) \end{aligned}$$

Corrente Média nas Chaves Auxiliares:

As chaves semicondutoras auxiliares conduzem a corrente  $\overline{i_{Lr}}(t)$  somente durante a 2.<sup>a</sup> etapa de operação. Desta forma, chega-se a:

$$\overline{I_{M_{T_3, T_4}}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I_{L2}^2} - \overline{I_{L1}^2}}{2(1-q)} \quad (5.101)$$

Corrente Eficaz nas Chaves Auxiliares:

A corrente eficaz nas chaves semicondutoras auxiliares é dada por:

$$\overline{I_{EF_{T_3, T_4}}^2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{\overline{I_{L2}^3} - \overline{I_{L1}^3}}{3(1-q)} \quad (5.102)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a metade da corrente de carga, assim:

$$\overline{I_{DR_M}} = \frac{\overline{I_o}}{2} \quad (5.103)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando a relação quadrática chega-se a:

$$\overline{I_{DR_{EF}}} = \frac{\overline{I_{EF}}}{\sqrt{2}} \quad (5.104)$$

Corrente de Pico nas Chaves Principais e Diodos Retificadores:

A partir do plano de fase mostrado na Fig.5.10 verifica-se que o valor de pico da corrente  $\overline{i_{Lr}}(t)$  ocorre na 3.<sup>a</sup> etapa de operação, e é igual ao raio da trajetória, assim:

$$\overline{I_{T_P}} = \overline{I_{DR_p}} = \overline{r_2} \quad (5.105)$$

Corrente de Pico nas Chaves Auxiliares:

A corrente de pico nas chaves semicondutoras auxiliares ocorre no final da 2.<sup>a</sup> etapa de operação, assim:

$$\overline{I_{P_{T_3, T_4}}} = \overline{I_{L2}} \quad (5.106)$$

## 5.7 - CURVAS DELIMITADORAS ENTRE OS MODOS DE OPERAÇÃO

As curvas que delimitam os diversos modos de operação do conversor, são obtidas das equações correspondentes às frequências máxima e mínima de cada modo de operação. Estas curvas são mostradas na Fig.5.11. Os limites entre os diversos modos de operação, correspondente a  $D = 0$ , são iguais aos definidos na Fig.4.12.

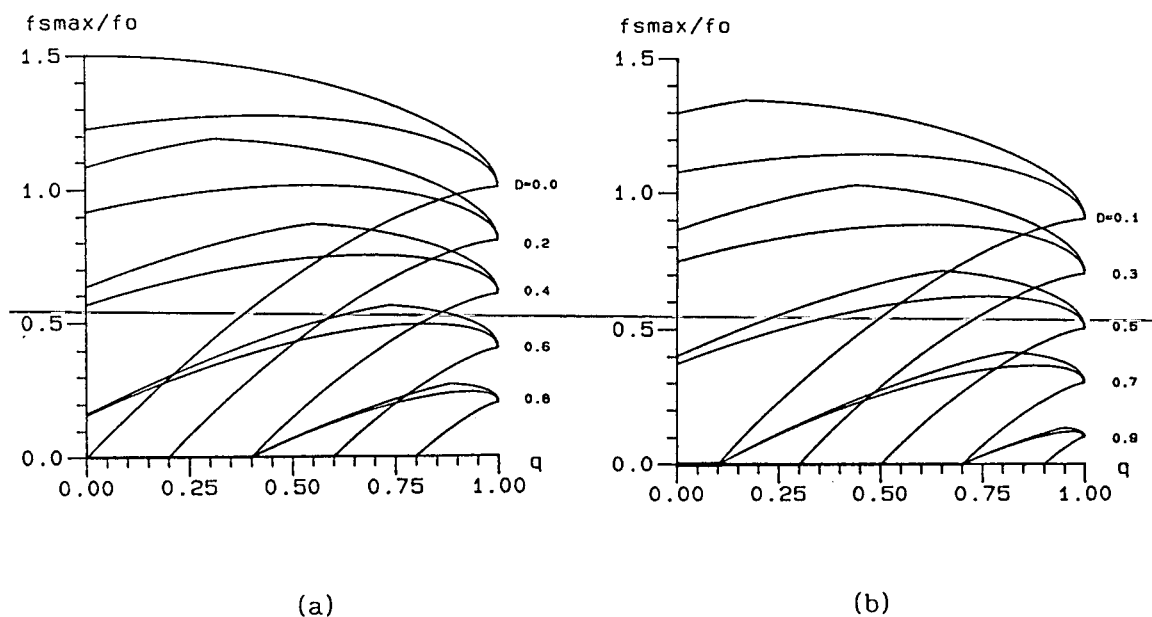


Fig.5.11 - Regiões de operação do conversor: (a)  $D = 0,0 ; 0,2 \dots 0,8$  e (b)  $D = 0,1 ; 0,3 ; \dots 0,9$ .

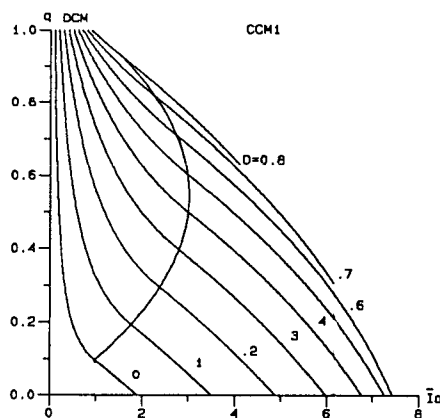
## 5.8 - ÁBACOS PARA PROJETO

A partir das equações que caracterizam o comportamento da corrente nos componentes do conversor, podem ser traçados ábacos que simplificam o projeto.

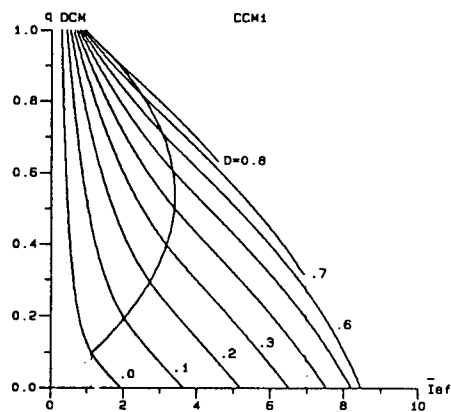
Neste trabalho, são apresentadas somente as curvas características para a operação do conversor no MODO CONTÍNUO I.

### a) - Características de Saída

As curvas mostradas na Fig.5.12 representam o comportamento da tensão de saída normalizada em função: da corrente média de saída normalizada (Fig.5.12a) e da corrente eficaz de saída normalizada (Fig.5.12b), tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_0 = 0,15$ .



(a)

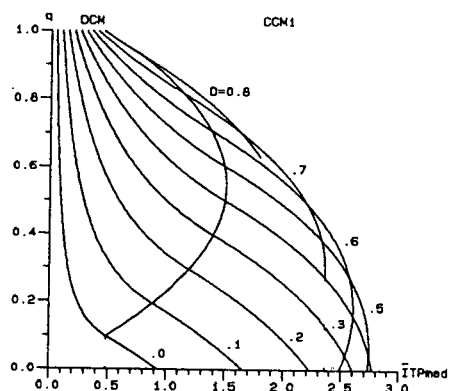


(b)

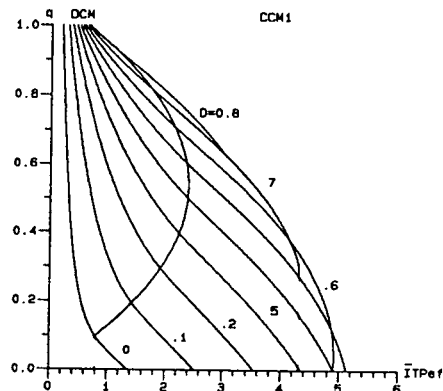
Fig.5.12 - Curvas características de saída: (a)  $q \times \bar{I}_0$  e (b)  $q \times \bar{I}_{EF}$  tendo  $D$  como parâmetro e para  $f_s/f_0 = 0,15$ .

### b) - Curvas Características de Corrente Média, Eficaz e de Pico nas Chaves Principais.

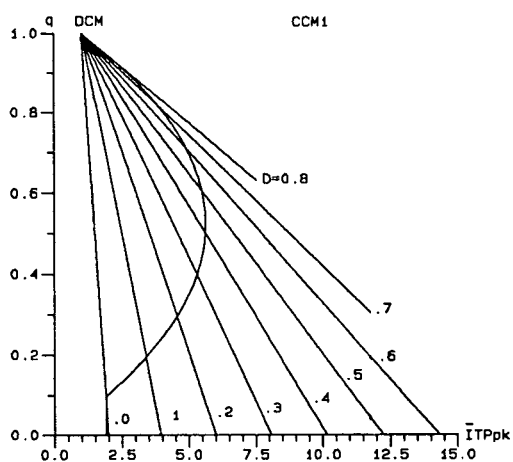
As curvas mostradas na Fig.5.13 representam o comportamento das correntes: média, eficaz e de pico, nas chaves semicondutoras principais tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_0 = 0,15$ .



(a)



(b)

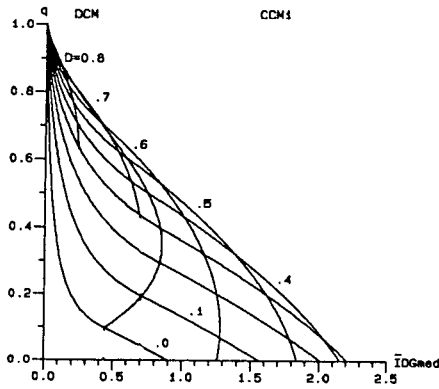


(c)

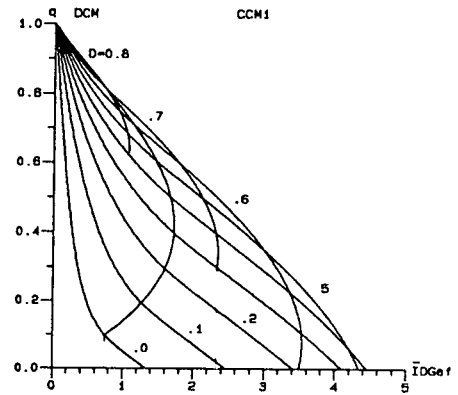
Fig.5.13 - Curvas características de corrente nas chaves principais, tendo  $D$  como parâmetro e para  $f_s/f_0 = 0,15$ : (a) corrente média (b) corrente eficaz e (c) corrente de pico.

c) - Curvas Características de Corrente Média, Eficaz e de Pico nos Diodos Grampeadores.

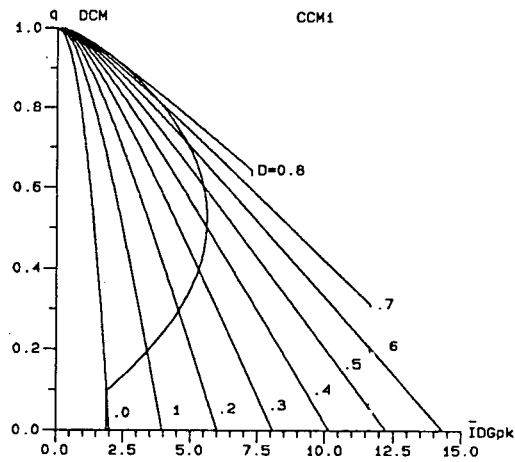
As curvas mostradas na Fig.5.14 representam o comportamento das correntes: média, eficaz e de pico nos diodos grampeadores, tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_0 = 0,15$ .



(a)



(b)

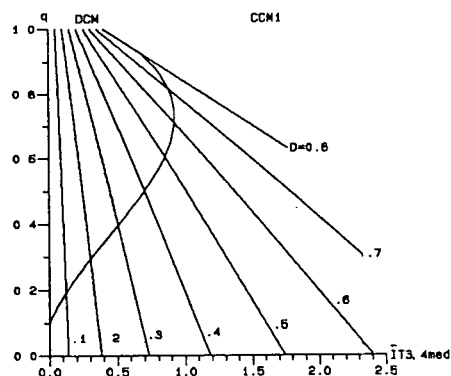


(c)

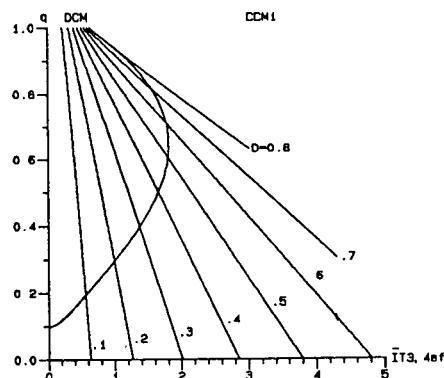
Fig.5.14 - Curvas características de corrente nos diodos grampeadores, tendo  $D$  como parâmetro e para  $f_s/f_0 = 0,15$ : (a) corrente média (b) corrente eficaz (c) corrente de pico.

d) - Curvas Características de Corrente Média, Eficaz e de Pico nas Chaves Auxiliares.

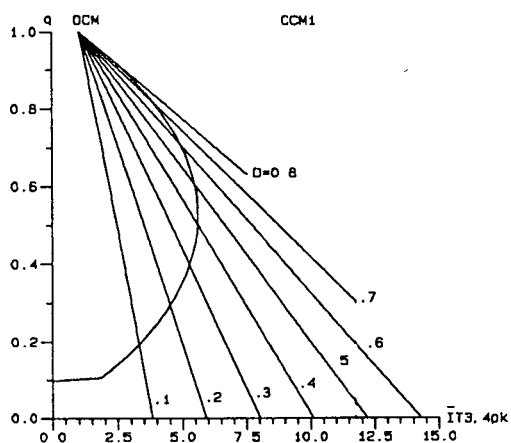
As curvas mostradas na Fig.5.15 representam o comportamento das correntes: média, eficaz e de pico, nas chaves semicondutoras auxiliares tendo a razão cíclica como parâmetro, e para  $f_s/f_0 = 0,15$ .



(a)



(b)



(c)

Fig.5.15 - Curvas características de corrente nas chaves auxiliares tendo  $D$  como parâmetro e para  $f_s/f_0 = 0,15$ : (a) corrente média (b) corrente eficaz e (c) corrente de pico.

## 5.9 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR NO MODO CONTÍNUO I

Com o intuito de comprovar o desenvolvimento teórico realizado, o conversor foi simulado no MODO CONTÍNUO I, utilizando-se o programa SCVOLT [21]. A partir da Fig.5.12 foi definido o seguinte ponto de operação:

$$f_s/f_0 = 0,15; q = 0,25; \overline{I}_O = 4,1; D = 0,3.$$



E os seguintes valores foram tomados:

$$V_s/2 = 48 \text{ V}; f_s = 100 \text{ kHz}; P_o = 200 \text{ W}; V_o = 12 \text{ V}.$$

Com isso, chega-se a:

$$I_o = 16,67 \text{ A}; f_o = 667 \text{ kHz}; Z_o = 11,81 \Omega; C_r = 0,135 \mu\text{F}; L_r = 18,8 \mu\text{F}$$

Para que o intervalo de tempo de comutação possa ser desprezado  $C_1$  e  $C_2$  foram tomados muito menores do que  $C_r$ , assim:  $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$

Os resultados obtidos, mostrados na Fig.5.16, comprovam a análise teórica

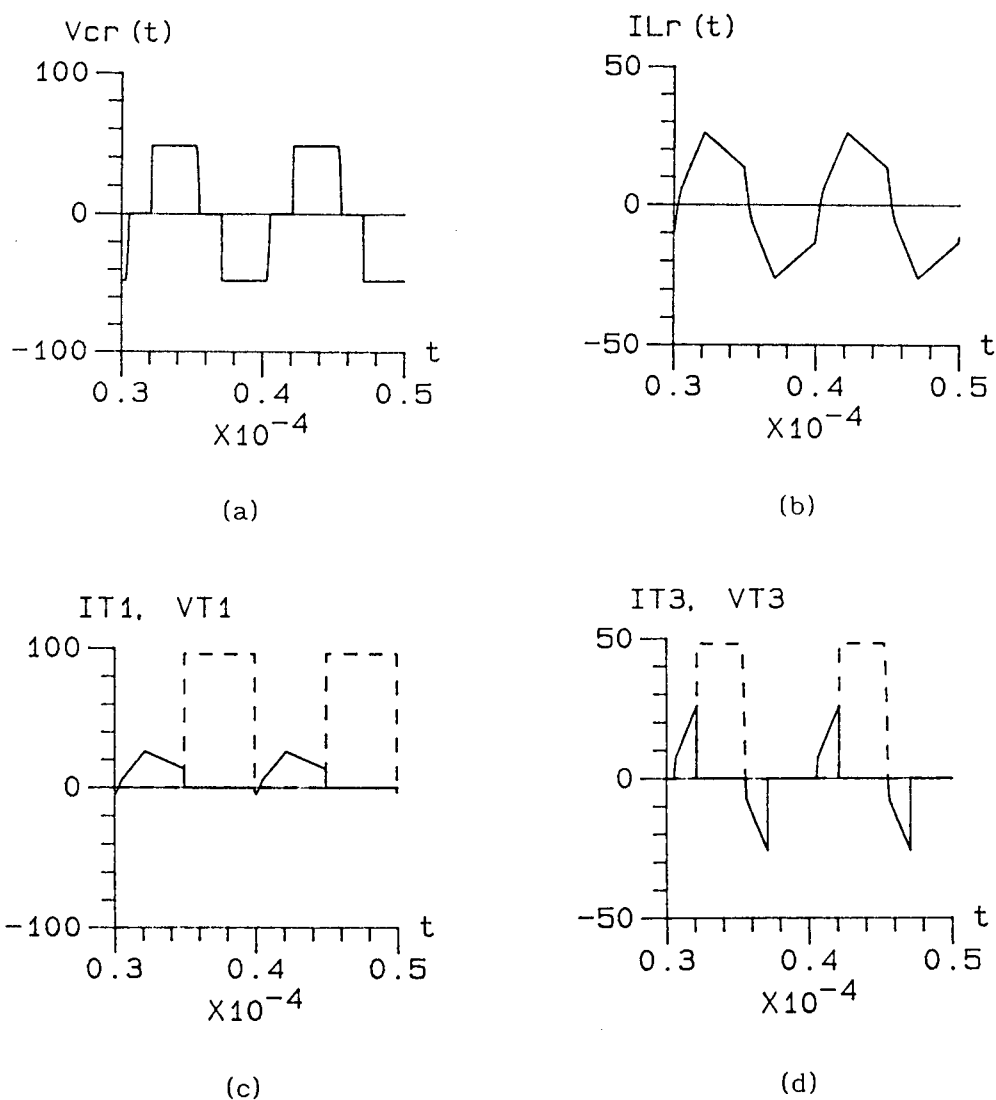


Fig.5.16 - Resultados de simulação: (a) tensão no capacitor ressonante (b) corrente no indutor ressonante (c) tensão e corrente na chave semicondutora  $S_1$ ; (d) tensão e corrente na chave semicondutora  $S_3$ .

## 5.10 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi proposto e analisado o conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante com controle "PWM" e comutação sob tensão nula. Para o qual pode-se ressaltar as seguintes características:

- o controle da potência transferida para a carga é realizado com frequência fixa;
- a tensão no capacitor ressonante é grampeada no valor da fonte de alimentação;
- as chaves auxiliares também realizam comutação sob tensão nula.

Foram identificados os três possíveis modos de operação do conversor. Além disso, foram apresentadas as curvas que delimitam a operação nestes modos.

Os resultados de simulação comprovaram a análise teórica desenvolvida para a operação no MODO CONTÍNUO I.

O conversor operando no MODO CONTÍNUO I, e com frequência de ressonância bem maior do que a frequência de chaveamento, a ressonância praticamente não participa da transferência de potência para a carga.

As características de saída do conversor operando no MODO CONTÍNUO I foram apresentadas. A partir destas curvas, verifica-se que para pequenos valores de ganho estático de tensão, a corrente média de saída varia aproximadamente de forma linear com a razão cíclica.

---

Apesar de apresentar características de saída desejáveis para efeito de controle da tensão de saída, este conversor apresenta um limite inferior de corrente de saída, o qual garante a comutação das chaves semicondutoras principais sob tensão nula. Entretanto este problema pode ser resolvido adicionando um indutor auxiliar de comutação entre as chaves principais e o ponto médio da fonte de alimentação. Um procedimento para a determinação do valor deste indutor é apresentado no Capítulo VII. Com isto, o conversor passa a operar com comutação sob tensão nula desde a vazão até plena carga.

## C A P Í T U L O    VI

### CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO NO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA

#### 6.1 - INTRODUÇÃO

A crescente demanda de equipamentos de processamento de potência mais leves e menores tem sido o principal motivo do aumento da frequência de operação destes equipamentos.

Os conversores ressonantes têm sido os preferidos para a operação com altas frequências de chaveamento, uma vez que as perdas de comutação podem ser reduzidas consideravelmente. Além disso, eles proporcionam menores "stresses" nos semicondutores do que os conversores PWM convencionais.

Os dois tipos de conversores ressonantes mais difundidos são:

- o conversor série ressonante, no qual a carga está ligada em série com o circuito ressonante.
- e o conversor paralelo ressonante, no qual a carga está ligada em paralelo com o capacitor ressonante.

O conversor paralelo ressonante tem sido utilizado em aplicações onde se requer regulação de tensão para uma ampla faixa de variação de carga, como no caso de fontes chaveadas [11]. Isto se deve ao fato deste conversor operar naturalmente a vazio.

Neste Capítulo é proposto e analisado o conversor paralelo ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, modulação em frequência e comutação sob tensão nula.

## 6.2 - CIRCUITO PROPOSTO

O diagrama do estágio de potência do conversor é mostrado na Fig.6.1.

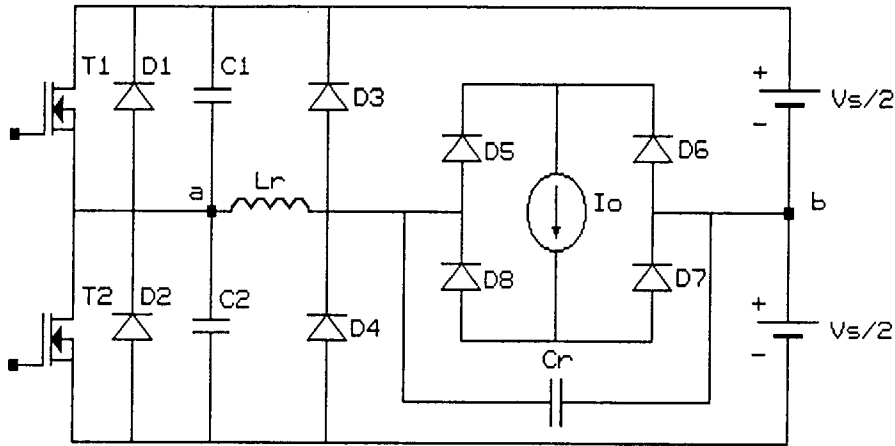


Fig.6.1 - Diagrama do estágio de potência do conversor.

## 6.3 - DEFINIÇÃO DAS REGIÕES DE OPERAÇÃO

As etapas de operação que são seguidas pelo conversor dependem do valor da corrente de saída e da frequência de chaveamento.

Definindo a corrente de saída normalizada  $\alpha$ , da seguinte forma:

$$\alpha = \frac{Z_o \cdot I_o}{V_s/2} \quad (6.1)$$

onde:  $I_o$  é a corrente de saída;

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ é a impedância característica;} \quad (6.2)$$

e  $V_s$  é a tensão de alimentação.

A partir da análise deste conversor verifica-se que ele pode operar, em função de  $\alpha$ , em três regiões distintas, que são:

Região I:  $0 \leq \alpha \leq \sqrt{3}/2$

Região II:  $\sqrt{3}/2 < \alpha \leq \sqrt{3}$

Região III:  $\alpha > \sqrt{3}$

Em cada uma destas regiões, dependendo da frequência de chaveamento, três condições de operação podem ocorrer:

(a) - o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre após o grampeamento da tensão no capacitor ressonante;

(b) - o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre em um instante de tempo de uma etapa ressonante, que ainda possibilita o grampeamento da tensão no capacitor ressonante;

(c) - o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre em um instante de tempo de uma etapa ressonante, o qual não possibilita o grampeamento da tensão no capacitor ressonante.

Neste Capítulo, este conversor será analisado nas três regiões de operação definidas pelo valor da corrente de saída. Entretanto, somente dentro da faixa de valores da frequência de chaveamento que levem à condição prevista no item (a).

## 6.4 - OPERAÇÃO NA REGIÃO I - $\left( 0 \leq \alpha \leq \sqrt{3}/2 \right)$

### 6.4.1. Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.6.2. A operação do conversor é descrita a seguir:

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$  e o diodo  $D_1$  está conduzindo a corrente  $i_{Lr}(t_0) = -I_0$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. A tensão  $v_{Cr}(t)$  tem valor negativo, e portanto os diodos  $D_6$  e  $D_8$  conduzem a corrente de carga  $I_0$ . Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a corrente no indutor ressonante se anula e  $v_{Cr}(t_1) = -V_1$ .

2ª etapa - ressonante ( $t_1, t_2$ ): a partir do instante  $t_1$ , a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  continuam a evoluir de forma ressonante, e os diodos  $D_6$  e  $D_8$  continuam a conduzir a corrente  $I_0$ . Esta etapa termina no instante  $t_2$ , quando a tensão no capacitor ressonante se anula e  $i_{Lr}(t_2) = I_{L1}$ .

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ): a partir do instante  $t_2$ , a tensão  $v_{Cr}(t)$  torna-se positiva e com isso os diodos  $D_5$  e  $D_7$  passam a conduzir a corrente  $I_0$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  ainda evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_3$ , quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e a corrente  $i_{Lr}(t_3) = I_{L2}$ .

4ª etapa - interrupção do ciclo ressonante ( $t_3, t_4$ ): durante esta etapa a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$  e a corrente no indutor ressonante permanece igual a  $I_{L2}$ . Esta etapa termina no instante  $t_4$  quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada.

5ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_4, t_5$ ): no instante  $t_4$ ,  $v_{C1}(t_4) = 0$  e  $v_{C2}(t_4) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ , e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_5$  o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

6ª etapa - linear ( $t_5, t_6$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_6$  quando a corrente no indutor ressonante torna-se igual a  $I_o$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.6.2. As principais formas de onda, os sinais de comando e o período de condução das chaves são mostrados na Fig.6.3.

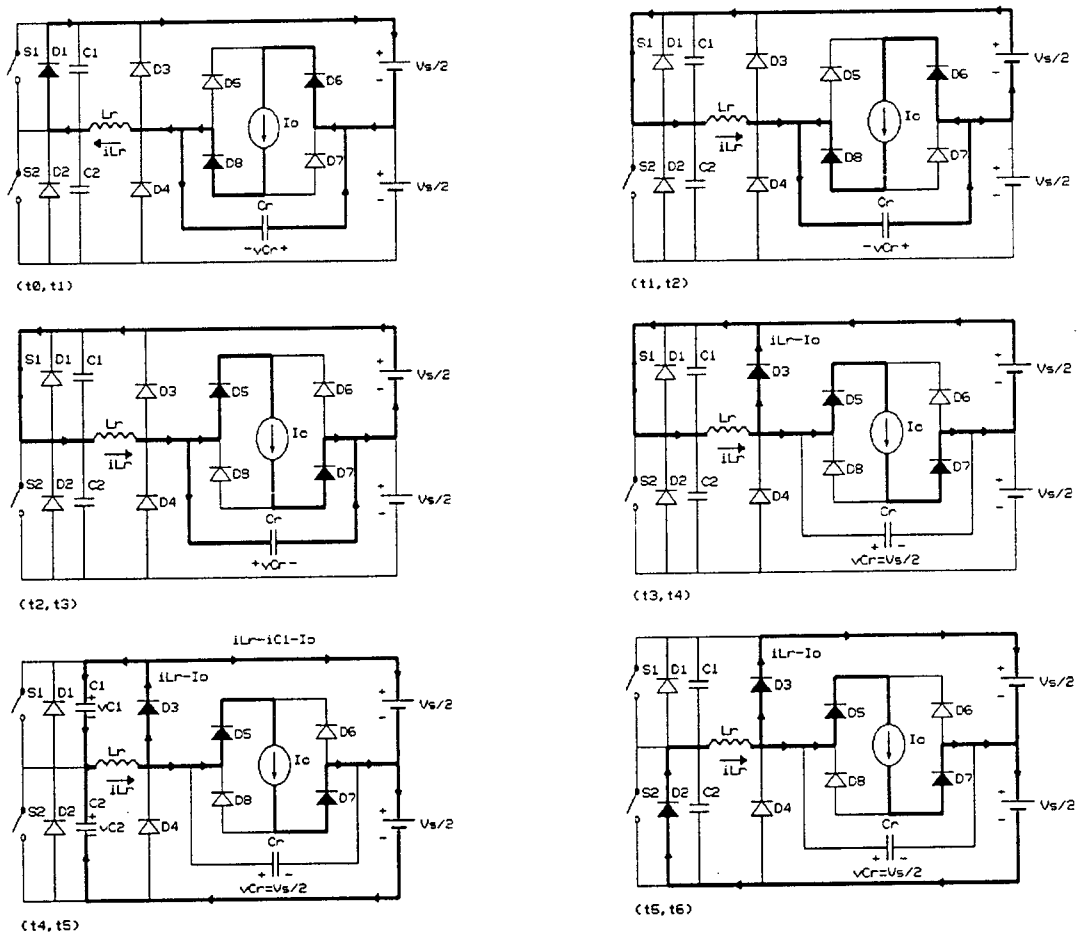


Fig.6.2 - Etapas de operação do conversor na Região I.

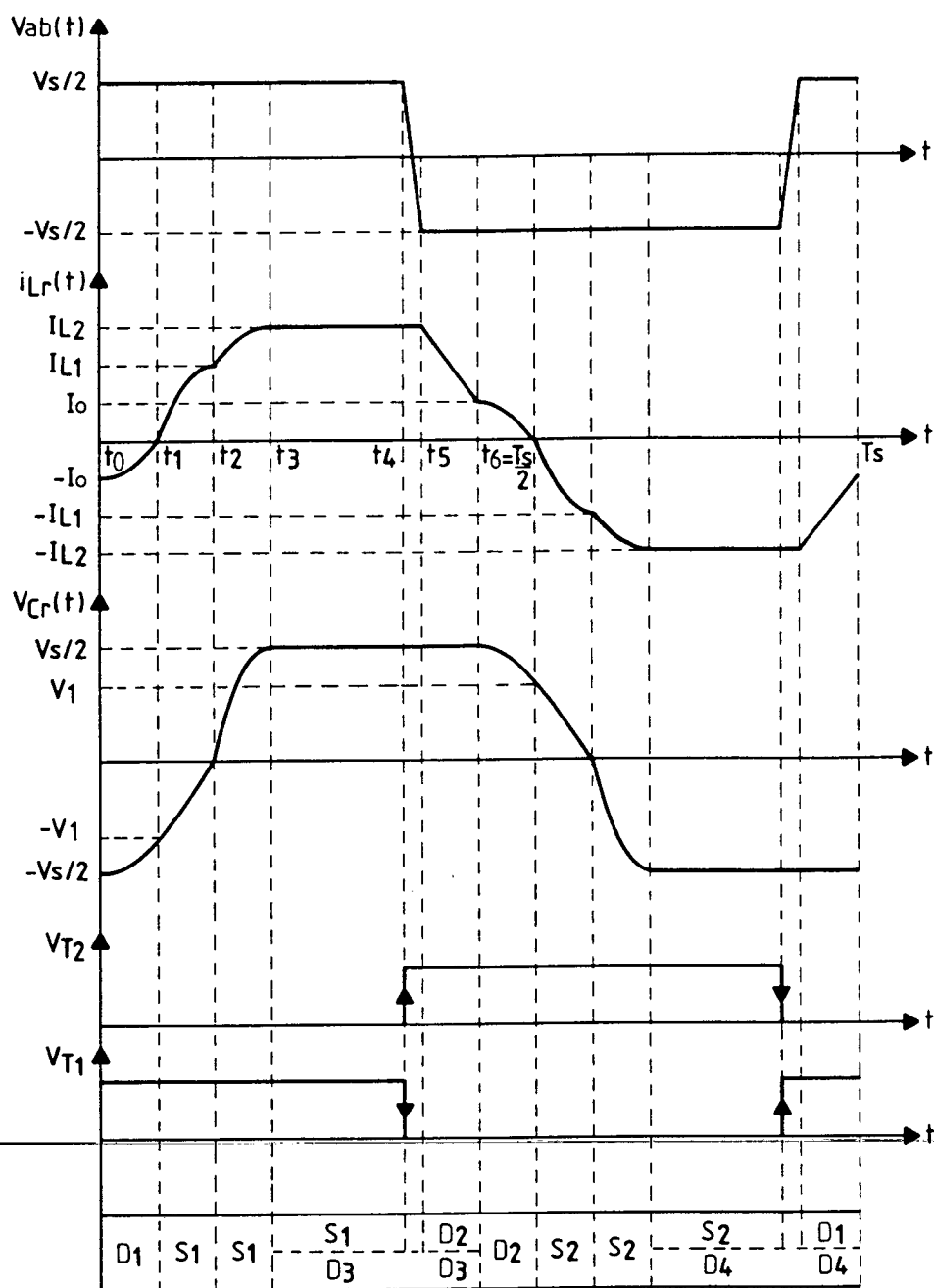


Fig.6.3 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves na Região I.



#### 6.4.2 - Análise Quantitativa

Circuito Equivalente Representativo das Etapas Ressonantes:

O circuito equivalente mostrado na Fig.6.4 representa genericamente as etapas ressonantes.

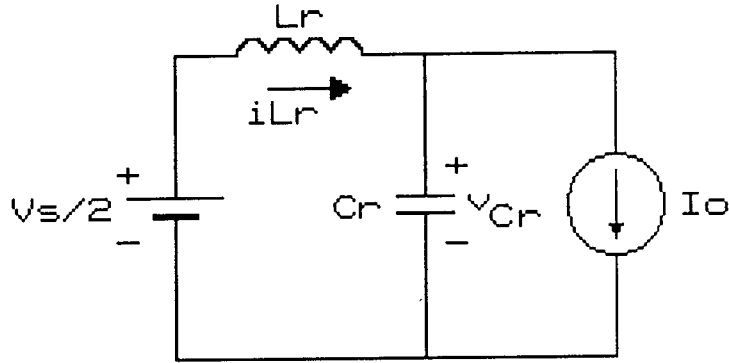


Fig.6.4 - Circuito equivalente representativo das etapas ressonantes.

As condições iniciais são definidas genericamente como:

$$v_{Cr}(t_o) = V_{Co} \text{ e } i_{Lr}(t_o) = I_{Lo}$$

O sentido da fonte de corrente  $I_o$  é determinado pela polaridade da tensão  $v_{Cr}(t)$ .

A partir do circuito da Fig.6.4 podem-se obter as seguintes equações:

$$v_{Cr}(t) = (V_{Co} - V_s/2) \cdot \cos \omega_o t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot (I_{Lo} - I_o) \cdot \sin \omega_o t + V_s/2 \quad (6.3)$$

$$i_{Lr}(t) = - (V_{Co} - V_s/2) \cdot \sin \omega_o t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot (I_{Lo} - I_o) \cdot \cos \omega_o t + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_o \quad (6.4)$$

$$\text{onde: } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \text{ é a frequência angular de ressonância} \quad (6.5)$$

A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  são normalizadas da seguinte forma:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = \frac{v_{Cr}(t)}{V_s/2} \quad (6.6)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{Z_o \cdot i_{Lr}(t)}{V_s/2} \quad (6.7)$$

Normalizando as equações (6.3) e (6.4), chega-se a:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = (\overline{V}_{Co} - 1) \cdot \cos \omega_o t + (\overline{I}_{Lo} - \alpha) \cdot \sin \omega_o t + 1 \quad (6.8)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = -(\overline{V}_{Co} - 1) \cdot \sin \omega_o t + (\overline{I}_{Lo} - \alpha) \cdot \cos \omega_o t + \alpha \quad (6.9)$$

As equações que representam o comportamento das etapas ressonantes, podem ser obtidas a partir de (6.8) e (6.9), pela substituição dos valores das condições iniciais e considerando o sentido da fonte de corrente normalizada.

1ª etapa - ressonante ( $t_o, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_o) = -1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_o) = -\alpha$

Fonte de corrente normalizada:  $-\alpha$

Equações:

As equações desta etapa, obtidas de (6.8) e (6.9) são as seguintes:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 1 - 2 \cdot \cos \omega_o t \quad (6.10)$$

---


$$\overline{i}_{Lr}(t) = 2 \cdot \sin \omega_o t - \alpha \quad (6.11)$$

Utilizando-se a seguinte definição:

$$Z(t) = \overline{v}_{Cr}(t) + j \overline{i}_{Lr}(t) \quad (6.12)$$

$$\text{chega-se a: } Z(t) = (1 - j\alpha) + (-2) e^{-j\omega_o t} \quad (6.13)$$

$$\text{fazendo: } Z_c = 1 - j\alpha \quad (6.14)$$

$$Z_1 = -2 \quad (6.15)$$

$$\text{resulta: } Z(t) = Z_c + Z_1 e^{-j\omega_o t} \quad (6.16)$$

onde:  $Z_c$  - representa o centro da trajetória

$|Z_1|$  - representa o raio da trajetória

A partir da equação (6.16) pode-se obter o plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 1 da Fig.6.5, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r}_1 = 2 \quad (6.17)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_o(t_1 - t_o) = \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (6.18)$$

$$\text{Tensão no final da etapa: } -\overline{V}_1 = 1 - \sqrt{4 - \alpha^2} \quad (6.19)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação de corrente associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t) - I_o \quad (6.20)$$

Normalizando, torna-se:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\omega_o} \frac{d \overline{v}_{Cr}(t)}{dt} - \alpha \quad (6.21)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_o}^{t_1} \overline{i}_{Lr}(t) dt = 2 - \sqrt{4 - \alpha^2} - \alpha \cdot \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (6.22)$$

Considerando a equação (6.11) e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}^2}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_o}^t \overline{i_{Lr}^2}(t) dt = (2 + \alpha^2) \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{\alpha}{2} \right) + \frac{3\alpha}{2} \cdot \sqrt{4 - \alpha^2} - 4\alpha \quad (6.23)$$

2ª etapa - ressonante ( $t_1, t_2$ ):

As condições iniciais são:  $\overline{v_{Cr}}(t_1) = -\overline{V_1}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_1) = 0$

Fonte de corrente normalizada:  $-\alpha$

Equações:

As equações desta etapa, obtidas de (6.8) e (6.9) são as seguintes:

$$\overline{v_{Cr}}(t) = 1 - (1 + \overline{V_1}) \cdot \cos \omega_o t + \alpha \cdot \text{sen} \omega_o t \quad (6.24)$$

$$\overline{i_{Lr}}(t) = (1 + \overline{V_1}) \cdot \text{sen} \omega_o t + \alpha \cdot \cos \omega_o t - \alpha \quad (6.25)$$

A partir das equações (6.24) e (6.25), chega-se a:

$$Z(t) = Z_c + Z_1 \cdot e^{-j \omega_o t} \quad (6.26)$$

$$\text{onde: } Z_c = 1 - j\alpha \quad (6.27)$$

$$Z_1 = - (1 + \overline{V_1}) + j\alpha \quad (6.28)$$

Utilizando o valor de  $\overline{V_1}$  dado pela equação (6.19), o raio da trajetória fica igual a:

$$|Z_1| = 2 \quad (6.29)$$

Plano de Fase:

A partir da equação (6.26) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 2 da Fig.6.5, onde:

$$\text{Duração da etapa: } \omega_o(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{3} - \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (6.30)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{i}_{L1} = \sqrt{3} - \alpha \quad (6.31)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação de corrente normalizada desta etapa é igual à da 1ª etapa. Considerando a equação (6.21) e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \sqrt{4 - \alpha^2} - 1 - \alpha \cdot \left( \frac{\pi}{3} - \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) \quad (6.32)$$

A corrente  $\overline{i}_{Lr}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = 2 \cdot \sin(\theta + \theta_o) - \alpha \quad (6.33)$$

onde:  $\theta = \omega_o t$

$$\theta_o = \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (6.34)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$  a partir da equação (6.33), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = (2 + \alpha^2) \cdot \left( \frac{\pi}{3} - \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) + 2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3\alpha}{2} \cdot \sqrt{4 - \alpha^2} \quad (6.35)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$ :

Verifica-se que o centro e o raio da trajetória da 1ª e 2ª etapas são os mesmos. Assim sendo, a tensão média e eficaz sobre o capacitor ressonante será calculada para o intervalo  $(t_o, t_2)$ .

A equação de tensão correspondente às 1ª e 2ª etapas é a seguinte:

$$v_{Cr}(t) = V_s/2 - v_{Lr}(t) \quad (6.36)$$

a qual normalizada, torna-se:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 1 - \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{i}_{Lr}(t)}{dt} \quad (6.37)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_o}^{t_2} \overline{v}_{Cr}(t) dt = \frac{\pi}{3} - \sqrt{3} \quad (6.38)$$

Considerando a equação (6.8) e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\omega_o \int_{t_o}^{t_2} \overline{v}_{Cr}^2(t) dt = \pi - \frac{3\sqrt{3}}{2} \quad (6.39)$$

3ª etapa - ressonante ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L1}$

Fonte de corrente normalizada:  $\alpha$

Equações:

As equações desta etapa, obtidas de (6.8) e (6.9), são as seguintes:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = -\cos \omega_o t + \left( \sqrt{3} - 2\alpha \right) \cdot \sin \omega_o t + 1 \quad (6.40)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \sin \omega_o t + \left( \sqrt{3} - 2\alpha \right) \cdot \sin \omega_o t + \alpha \quad (6.41)$$

Para esta etapa, pode-se obter:

$$Z(t) = Z_c + Z_1 \cdot e^{-j \omega_o t} \quad (6.42)$$

$$\text{onde: } Z_c = 1 + j\alpha \quad (6.43)$$

$$Z_1 = -1 + j \left( \sqrt{3} - 2\alpha \right) \quad (6.44)$$

Plano de Fase:

A partir da equação (6.42), chega-se ao plano da fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.6.5, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_2^2} = 1 + \left( \sqrt{3} - 2\alpha \right)^2 \quad (6.45)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_o \cdot (t_3 - t_2) = \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) \quad (6.46)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I_{L2}} = \alpha + \overline{r_2} \quad (6.47)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}^2}(t)$ :

A equação de corrente normalizada desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \frac{1}{\omega_o} \frac{d \overline{v_{Cr}}(t)}{dt} + \alpha \quad (6.48)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  a partir da equação (6.48), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}(t) dt = 1 + \alpha \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) \quad (6.49)$$

A corrente  $\overline{i_{Lr}}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \alpha + \overline{r_2} \cdot \text{sen}(\phi + \phi_o) \quad (6.50)$$

$$\text{onde: } \phi = \omega_o t \quad (6.51)$$

$$\phi_o = \text{sen}^{-1} \left( \frac{\sqrt{3} - 2\alpha}{\sqrt{2}} \right) = \cos^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) \quad (6.52)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}^2}(t)$  a partir da equação (6.50), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}^2}(t) dt = \left( \alpha^2 + \frac{\overline{r_2^2}}{2} \right) \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) + \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6.53)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}^2(t)$ :

A equação de tensão normalizada desta etapa é a seguinte:

$$\overline{v_{Cr}}(t) = 1 - \frac{1}{\omega_o} \frac{d \overline{i_{Lr}}(t)}{dt} \quad (6.54)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}(t)$  a partir da equação (6.54), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{v_{Cr}}(t) dt = \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) - \left( 2\alpha + \overline{r_2} - \sqrt{3} \right) \quad (6.55)$$

A tensão  $\overline{v_{Cr}}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\overline{v_{Cr}}(t) = 1 - \overline{r_2} \cdot \cos(\phi + \phi_o) \quad (6.56)$$

onde  $\phi$  e  $\phi_o$  são definidos pelas equações (6.51) e (6.52) respectivamente.

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}^2(t)$  a partir da equação (6.56), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{v_{Cr}}^2(t) dt = \left( 1 + \frac{\overline{r_2}^2}{2} \right) \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) - 2 \cdot \overline{r_2} + \frac{3}{2} \cdot \left( \sqrt{3} - 2\alpha \right) \quad (6.57)$$

4ª etapa - interrupção do ciclo ressonante ( $t_3, t_4$ ):

Durante esta etapa, a tensão no capacitor ressonante permanece grampeada em  $\overline{v_{Cr}}(t) = 1$  e a corrente no indutor ressonante é mantida em  $\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{I_{L2}}$ . Esta etapa está representada no plano de fase pelo ponto (1,  $\overline{I_{L2}}$ ).

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

Considerando que durante esta etapa  $\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{I_{L2}} = \alpha + \overline{r_2}$ , encontra-se:

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}(t) dt = (\alpha + \overline{r_2}) \cdot \omega_o (t_4 - t_3) \quad (6.58)$$

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = (\alpha + \overline{r_2})^2 \cdot \omega_o (t_4 - t_3) \quad (6.59)$$



Integração de  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}^2}(t)$ :

Nesta etapa  $\overline{v_{Cr}}(t) = 1$ , portanto:

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{v_{Cr}}(t) dt = \omega_o (t_4 - t_3) \quad (6.60)$$

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{v_{Cr}^2}(t) dt = \omega_o (t_4 - t_3) \quad (6.61)$$

5ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_4, t_5$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_4) = 1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_4) = \overline{I_{L2}}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 3ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO I do conversor proposto no Capítulo IV. Os efeitos desta etapa sobre  $\overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\overline{v_{Cr}}(t)$  foram desprezados.

6ª etapa - linear ( $t_5, t_6$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_5) = 1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_5) = \overline{I_{L2}}$

Fonte de corrente normalizada:  $\alpha$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, podem-se obter as seguintes equações normalizadas:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{I_{L2}} - 2 \cdot \omega_o (t - t_5) \quad (6.62)$$

$$\overline{v_{Cr}}(t) = 1 \quad (6.63)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (6.62) e (6.63), chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 6 da Fig.6.5.

O término desta etapa ocorre em  $t_6$ , quando  $\overline{i_{Lr}}(t_6) = \alpha$  e  $\overline{v_{Cr}}(t_6) = 1$ . Assim, a partir da equação (6.62) e do valor de  $\overline{i_{Lr}}$ , definido por (6.47), chega-se a:

$$\omega_o \cdot (t_6 - t_5) = \frac{\overline{r_2}}{2} \quad (6.64)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d \overline{i_{Lr}}(t)}{dt} = - 2 \cdot \omega_o \quad (6.65)$$

Multiplicando a equação (6.65) por  $\overline{i_{Lr}}(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , chega-se a:

$$\omega_o \cdot \int_{t_5}^{t_6} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \frac{1}{4} \cdot \left( \overline{r_2}^2 + 2\alpha \cdot \overline{r_2} \right) \quad (6.66)$$

Multiplicando a equação (6.65) por  $\overline{i_{Lr}}^2(t)$  e fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$  chega-se a:

$$\omega_o \cdot \int_{t_5}^{t_6} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{1}{6} \cdot \left( \overline{r_2}^3 + 3 \cdot \overline{r_2}^2 \cdot \alpha + 3 \cdot \overline{r_2} \cdot \alpha^2 \right) \quad (6.67)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{v_{Cr}}^2(t)$ :

Uma vez que durante esta etapa  $\overline{v_{Cr}}(t) = 1$ , encontra-se:

$$\omega_o \cdot \int_{t_5}^{t_6} \overline{v_{Cr}}(t) dt = \omega_o (t_6 - t_5) = \frac{\overline{r_2}}{2} \quad (6.68)$$

$$\omega_o \cdot \int_{t_5}^{t_6} \overline{v_{Cr}}^2(t) dt = \omega_o (t_6 - t_5) = \frac{\overline{r_2}}{2} \quad (6.69)$$

#### 6.4.3 - Plano de Fase do Conversor na Região I

A partir do instante  $t_6$ , ocorrem etapas de operação simétricas às descritas anteriormente. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\bar{v}_{Cr}(t)$  e  $\bar{i}_{Lr}(t)$ , chega-se ao plano de fase do conversor que é mostrado na Fig.6.5.

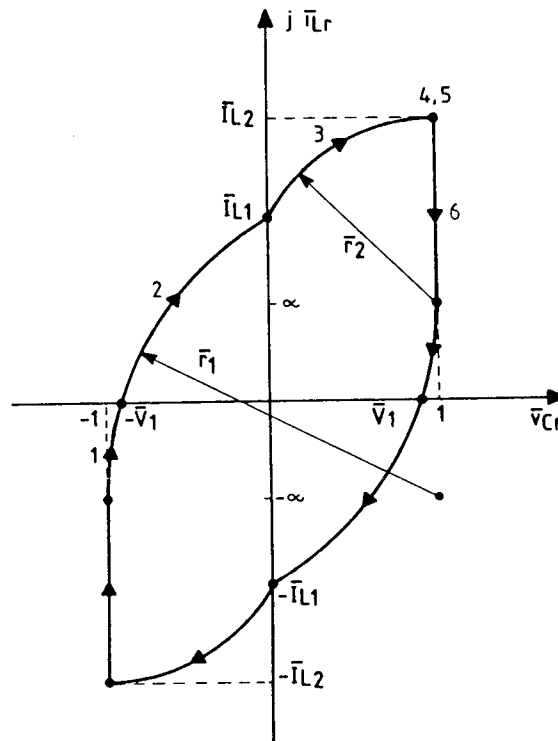


Fig.6.5 - Plano de fase do conversor na Região I

#### 6.4.4 - Definição das Faixas de Operação

A partir da Fig.6.3 pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_o(t_6 - t_o) \quad (6.70)$$

Substituindo as equações correspondentes aos tempos de duração das etapas em (6.70), chega-se a:

$$\omega_o(t_3 - t_2) = \frac{\pi}{f_s/f_o} - \left( \frac{\pi}{3} + \frac{\overline{r_2}}{2} + \sin^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) \right) \quad (6.71)$$

a) - Limites sobre a Frequência de Chaveamento

Frequência Mínima:

O limite inferior da frequência de chaveamento é definido em função da resposta dinâmica e da densidade de potência desejadas.

Frequência Máxima:

A máxima frequência de chaveamento, para a operação do conversor seguindo as etapas descritas anteriormente, será aquela que irá bloquear as chaves semicondutoras no instante de grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição, o tempo de duração da 4ª etapa é igual a zero. Assim, a partir da equação (6.71) chega-se a:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} = \frac{\pi}{\frac{\pi}{3} + \frac{\overline{r_2}}{2} + \sin^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right)} \quad (6.72)$$

Com a elevação da frequência de chaveamento acima do valor definido pela equação (6.73), o conversor passa a operar nas condições previstas nos itens (b) e (c) da seção 6.3.

b) - Limites sobre a Corrente de Carga

O conversor pode operar a vazio, o que corresponde à  $\alpha_{\min} = 0$ . Nesta condição, o funcionamento passa a ser igual ao do conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante operando com  $q_{\min} = 0$ , analisado no Capítulo IV.

A máxima corrente de carga para a operação do conversor na Região I, é definida em função do valor da corrente no indutor ressonante no instante em que a tensão no capacitor ressonante se anula, no final da 2<sup>a</sup> etapa de operação. Portanto, para a operação do conversor na Região I, o valor da corrente  $\overline{I}_{L1}$  deve ser maior do que  $\alpha$ . Com isso, encontra-se:

$$\overline{I}_{L1} = \sqrt{3} - \alpha \geq \alpha \quad (6.73)$$

$$\alpha \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6.74)$$

#### 6.4.5 - Determinação das Tensões e Correntes Médias e Eficazes e das Correntes de Pico

Tensão Média na Carga:

A tensão média na carga é igual a tensão sobre o capacitor ressonante retificada. Utilizando a seguinte relação:

$$\frac{1}{\omega_o \cdot T_s} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \quad (6.75)$$

e a partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$ , chega-se a:

$$\overline{V}_o = 1 - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left( \frac{2\pi}{3} + 2\alpha + \overline{r}_2 - 2\sqrt{3} \right) \quad (6.76)$$

Tensão Eficaz na Carga:

A partir das equações das etapas de operação correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\overline{V}_{oEF}^2 = 1 + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left( \frac{2\pi}{3} + \frac{\overline{r}_2^2}{2} \cdot \text{sen}^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r}_2} \right) - 3\alpha - 2\overline{r}_2 \right) \quad (6.77)$$

Corrente Média nas Chaves:

A corrente nas chaves semicondutoras é igual à corrente no indutor ressonante na 2ª, 3ª e 4ª etapas de operação. Portanto, a partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$ , chega-se a:

$$\bar{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \sqrt{4 - \alpha^2} + \alpha \cdot \left( \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\bar{r}_2}\right) - \frac{\pi}{3} \right) + \right. \\ \left. + \left( \alpha + \bar{r}_2 \right) \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{\pi}{3} - \frac{\bar{r}_2}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\bar{r}_2}\right) \right) \right] \quad (6.78)$$

Corrente Eficaz nas Chaves:

Considerando agora as equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\bar{I}_{TEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ (2 + \alpha^2) \cdot \left( \frac{\pi}{3} - \sin^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) + 3\alpha \cdot \left( 1 - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{4 - \alpha^2} \right) + \right. \\ \left. + \left( \alpha^2 + \bar{r}_2^2 \right) \cdot \sin^{-1}\left(\frac{1}{\bar{r}_2}\right) + \left( \alpha + \bar{r}_2 \right)^2 \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{\pi}{3} - \frac{\bar{r}_2}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\bar{r}_2}\right) \right) \right] \quad (6.79)$$

Corrente Média nos Diodos Grampeadores:

Pelos diodos grampeadores, circula corrente durante a 4ª, 5ª e 6ª etapas, que é dada por:

$$\bar{i}_{DG}(t) = \bar{i}_{Lr}(t) - \alpha \quad (6.80)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{DG}(t)$ , para estas etapas, e utilizando as equações obtidas na integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$ , chega-se a:

$$\bar{I}_{DGM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \bar{r}_2 \cdot \left[ \frac{\bar{r}_2}{4} + \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{\pi}{3} - \frac{\bar{r}_2}{2} - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\bar{r}_2}\right) \right] \quad (6.81)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores:

Fazendo agora a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{DG}^2}(t)$ , chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{i_{DG}^2}_{EF} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \overline{r_2} \cdot \left( \frac{\overline{r_2}^2}{6} + \alpha^2 - \alpha \right) + \right. \\ \left. + \overline{r_2}^2 \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{\pi}{3} - \frac{\overline{r_2}}{2} - \sin^{-1} \left( \frac{1}{\overline{r_2}} \right) \right) \right] \quad (6.82) \end{aligned}$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a corrente de carga durante a metade do período de chaveamento, portanto:

$$\overline{i_{DR}_M} = \frac{\alpha}{2} \quad (6.83)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando agora a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{i_{DR}_{EF}} = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \quad (6.84)$$

Corrente de Pico nas Chaves e Diodos Grampeadores:

A partir do plano de fase, verifica-se que o valor de pico da corrente nas chaves semicondutoras e nos diodos grampeadores é igual a:

$$\overline{i_{TP}} = \overline{i_{DG}_P} = \overline{i_{L2}} = \alpha + \overline{r_2} \quad (6.85)$$

Corrente de Pico nos Diodos Retificadores:

O valor de pico da corrente nos diodos retificadores é igual a:

$$\overline{i_{DR}_P} = \alpha \quad (6.86)$$

## 6.5 - OPERAÇÃO NA REGIÃO II - $\left( \sqrt{3}/2 < \alpha \leq \sqrt{3} \right)$

### 6.5.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem sete etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.6.6. A operação do conversor é descrita a seguir:

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$  e o diodo  $D_1$  conduz a corrente  $i_{Lr}(t_0) = -I_o$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  é negativa, e com isso os diodos  $D_6$  e  $D_8$  conduzem a corrente de carga  $I_o$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a corrente no indutor ressonante se anula e  $v_{Cr}(t_1) = -V_1$ .

2<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_1$ , a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  é ainda negativa e portanto, os diodos  $D_6$  e  $D_8$  ainda conduzem a corrente  $I_o$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  continuam a evoluir de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_2$ , quando a tensão no capacitor ressonante torna-se igual a zero e  $i_{Lr}(t_2) = I_{L1}$ .

---

3<sup>a</sup> etapa - roda livre ( $t_2, t_3$ ): a partir do instante  $t_2$  os diodos retificadores entram em roda livre e conduzem as correntes  $I_o$  e  $i_{Lr}(t)$ . Com isso, a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em zero. Durante esta etapa, a corrente no indutor ressonante cresce linearmente. Esta etapa termina no instante  $t_3$ , quando a corrente  $i_{Lr}(t_3) = I_o$  e os diodos  $D_6$  e  $D_8$  são bloqueados.



4ª etapa - ressonante ( $t_3, t_4$ ): a partir do instante  $t_3$  a tensão no capacitor ressonante torna-se positiva, mantendo, assim a condução da corrente  $I_o$  pelos diodos  $D_5$  e  $D_7$ . Durante esta etapa, a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_4$ , quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e a corrente  $i_{Lr}(t_4) = I_{L2}$ .

5ª etapa - interrupção do ciclo ressonante ( $t_4, t_5$ ): durante esta etapa a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$  e a corrente no indutor ressonante permanece igual a  $I_{L2}$ . Esta etapa termina no instante  $t_4$ , quando a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada.

6ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_5, t_6$ ): no instante  $t_5$ ,  $v_{C1}(t_5) = 0$  e  $v_{C2}(t_5) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ , e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_6$ , o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

7ª etapa - linear ( $t_6, t_7$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e a tensão sobre o capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_7$ , quando a corrente no indutor ressonante torna-se igual a  $I_o$ .

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.6.6.

As principais formas de onda, os sinais de comando e o período de condução das chaves são mostradas na Fig.6.7.

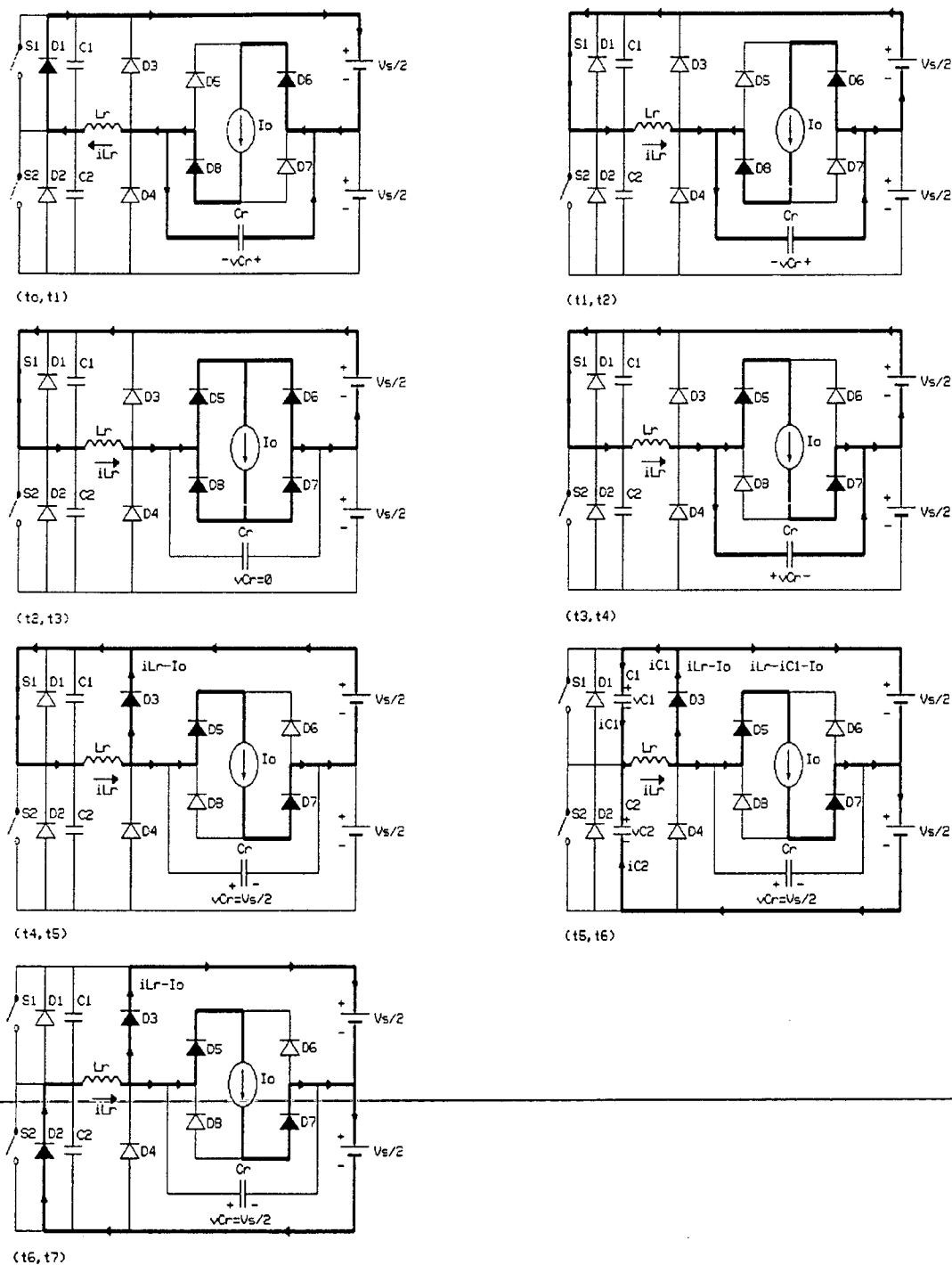


Fig.6.6 - Etapas de operação do conversor na Região II

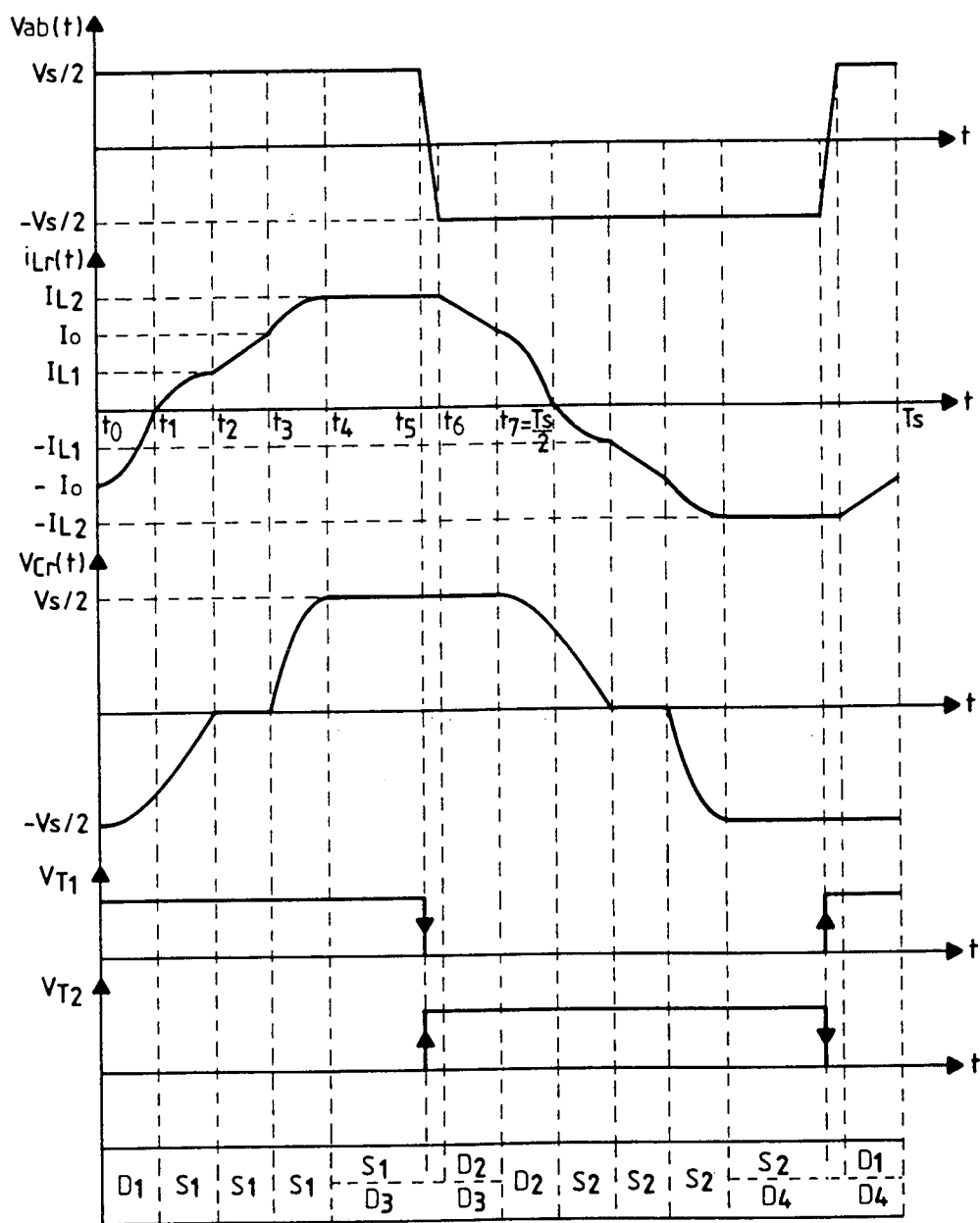


Fig.6.7 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves na Região II.

### 6.5.2 - Análise Quantitativa

1ª etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_0) = -1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_0) = -\alpha$

Fonte de corrente normalizada:  $-\alpha$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 1ª etapa de operação deste conversor na Região I.

2ª etapa - ressonante ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = -\overline{V}_1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = 0$

Fonte de corrente normalizada:  $-\alpha$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 2ª etapa de operação deste conversor na Região I.

3ª etapa - roda livre ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{I}_{L1}$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, podem-se obter as seguintes equações normalizadas:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \overline{I}_{L1} + \omega_o(t - t_2) \quad (6.87)$$

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 0 \quad (6.88)$$

A partir da equação (6.87) e do valor de  $\overline{I}_{L1}$ , dado pela equação (6.31), encontra-se:

$$\omega_o(t_3 - t_2) = 2\alpha - \sqrt{3} \quad (6.89)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (6.87) e (6.88) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.6.8.

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial normalizada, associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d \overline{i}_{Lr}(t)}{dt} = \omega_o \quad (6.90)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  a partir da equação (6.90), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \sqrt{3} \cdot \alpha - \frac{3}{2} \quad (6.91)$$

Fazendo integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$  a partir da equação (6.90), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = \frac{1}{3} \cdot \left( \alpha^3 - \left( \sqrt{3} - \alpha \right)^3 \right) \quad (6.92)$$

4ª etapa - ressonante ( $t_3, t_4$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_3) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \alpha$

Fonte de corrente normalizada:  $\alpha$

Equações:

As equações desta etapa, obtidas de (6.8) e (6.9), são as seguintes:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 1 - \cos \omega_o t \quad (6.93)$$

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \sin \omega_o t + \alpha \quad (6.94)$$

Para esta etapa, pode-se obter:

$$Z(t) = Z_c + Z_1 \cdot e^{-j \omega_o t} \quad (6.95)$$

$$\text{onde: } Z_c = 1 + j\alpha \quad (6.96)$$

$$Z_1 = -1 \quad (6.97)$$

Plano de Fase:

A partir da equação (6.95) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 4 da Fig.6.8, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_2} = 1 \quad (6.98)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_o(t_4 - t_3) = \frac{\pi}{2} \quad (6.99)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I_{L2}} = 1 + \alpha \quad (6.100)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

A equação de corrente normalizada desta etapa é a seguinte:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{i_{Cr}}(t) + \alpha \quad (6.101)$$

que é equivalente à:

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{v_{Cr}}(t)}{dt} + \alpha \quad (6.102)$$

---

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  a partir da equação (6.102), chega-se a:

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}(t) dt = 1 + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} \quad (6.103)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$  a partir da equação (6.94), chega-se a:

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\pi \cdot \alpha^2}{2} + 2\alpha + \frac{\pi}{4} \quad (6.104)$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$ :

A equação de tensão normalizada desta etapa é a seguinte:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 1 - \overline{v}_{Lr}(t) \quad (6.105)$$

que é equivalente a:

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 1 - \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{d \overline{i}_{Lr}(t)}{dt} \quad (6.106)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$  a partir da equação (6.106), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{v}_{Cr}(t) dt = \frac{\pi}{2} - 1 \quad (6.107)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$  a partir da equação (6.93), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{v}_{Cr}^2(t) dt = \frac{3\pi}{4} - 2 \quad (6.108)$$

5ª etapa - interrupção do ciclo ressonante ( $t_4, t_5$ ):

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 4ª etapa de operação deste conversor na Região I. Entretanto, o tempo de duração desta etapa é dado por:  $\omega_o(t_5 - t_4)$ .

6ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_5, t_6$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_4) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{i}_{L2}$

A análise desta etapa segue a mesma metodologia utilizada para a 3ª etapa de operação no MODO CONTÍNUO I do conversor proposto no Capítulo IV. Os efeitos desta etapa sobre  $\overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\overline{v}_{Cr}(t)$  foram desprezados.

7<sup>a</sup> etapa - linear ( $t_6, t_7$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_6) = 1$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_6) = \overline{I}_{L2}$

Fonte de corrente normalizada:  $\alpha$

O comportamento e as equações desta etapa são idênticos aos da 6ª etapa de operação deste conversor na Região I. Entretanto, o tempo de duração desta etapa é dado por:  $\omega_o(t_7 - t_6)$ .

### 6.5.3 - Plano de Fase do Conversor na Região II

A partir do instante  $t_7$ , ocorrem etapas de operação simétricas às descritas anteriormente. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\overline{v_{Cr}}$  e  $\overline{i_{Lr}}(t)$ , chega-se ao plano de fase do conversor que é mostrado na Fig.6.8.

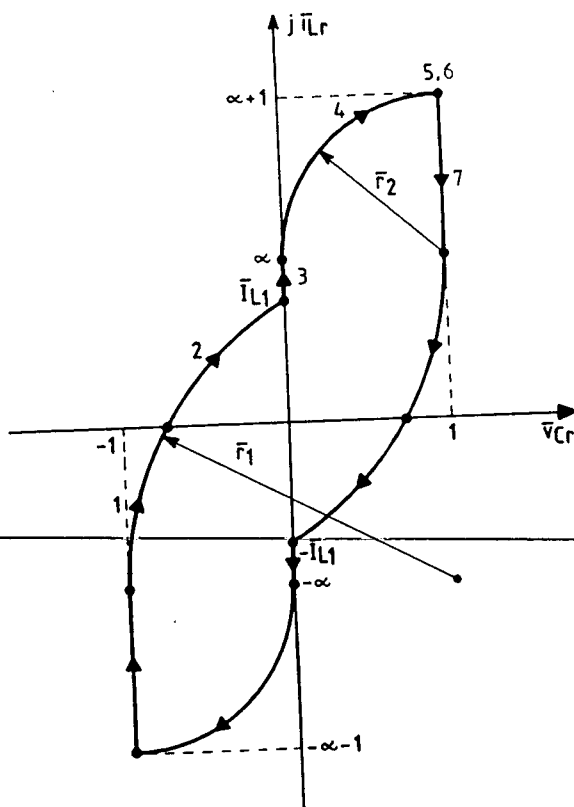


Fig.6.8 - Plano de fase do conversor na Região II



#### 6.5.4 - Definição das Faixas de Operação

Da mesma forma que para a operação na Região I, a potência transferida para a carga é controlada através da variação da frequência de chaveamento dos transistores  $T_1$  e  $T_2$ . Portanto, pode-se escrever a seguinte equação:

$$\frac{\pi}{f_s/f_o} = \omega_o(t_7 - t_o) \quad (6.109)$$

Substituindo as equações correspondentes aos tempos de duração das etapas em (6.109), chega-se a:

$$\omega_o(t_5 - t_4) = \frac{\pi}{f_s/f_o} - \left( \frac{1}{2} + \frac{5\pi}{6} + 2\alpha - \sqrt{3} \right) \quad (6.110)$$

##### a) - Limites Sobre a Frequência de Chaveamento

Frequência Mínima:

O limite inferior da frequência de chaveamento é definido em função da resposta dinâmica e da densidade de potência desejados.

Frequência Máxima:

A máxima frequência de chaveamento para a operação do conversor seguindo as etapas descritas anteriormente, será aquela que irá bloquear as chaves semicondutoras no instante de grampeamento da tensão no capacitor ressonante. Nesta condição, o tempo de duração da 5ª etapa de operação é igual a zero. Assim, a partir da equação (6.110), chega-se a:

$$\frac{f_{s \max}}{f_o} \text{ II} = \frac{\pi}{\frac{1}{2} + \frac{5\pi}{6} + 2\alpha - \sqrt{3}} \quad (6.111)$$

Com a elevação da frequência de chaveamento acima do valor definido pela equação (6.111), o conversor passa a operar nas condições previstas nos itens (b) e (c) da seção 6.3.

b) - Limites Sobre a Corrente de Carga

Para o funcionamento do conversor na Região II os seguintes limites devem ser observados:

- o tempo de duração da 3ª etapa de operação deve ser maior do que zero, ou seja:

$$\omega_o(t_3 - t_2) = 2\alpha - \sqrt{3} > 0 \quad (6.112)$$

$$\text{o que resulta: } \alpha > \sqrt{3}/2 \quad (6.113)$$

- o valor da corrente no indutor ressonante no instante em que a tensão no capacitor ressonante se anula, deve ser maior ou igual a zero. Assim:

$$\overline{I}_{L1} = \sqrt{3} - \alpha \geq 0 \quad (6.114)$$

$$\text{o que resulta: } \alpha \leq \sqrt{3} \quad (6.115)$$

#### 6.5.5 - Determinação das Tensões e Correntes Médias e Eficazes e das Correntes de Pico

Tensão Média na Carga:

A tensão média na carga é igual a tensão sobre o capacitor ressonante retificada. A partir das equações das etapas de operação correspondentes a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$ , chega-se a:

$$\overline{V}_o = 1 + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left( 2\sqrt{3} - \frac{2\pi}{3} - 1 - 2\alpha \right) \quad (6.116)$$

Tensão Eficaz na Carga:

A partir das equações das etapas de operação correspondentes a integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\overline{V}_{oEF}^2 = 1 + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{11\pi}{12} - \frac{\sqrt{3}}{2} - 2 \cdot (1 + \alpha) \right] \quad (6.117)$$

Corrente Média nas Chaves:

A corrente nas chaves semicondutoras é igual à corrente no indutor ressonante na 2<sup>a</sup>, 3<sup>a</sup>, 4<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> etapas de operação. Portanto, a partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{TM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \sqrt{4 - \alpha^2} + \alpha \cdot \left( \frac{\pi}{6} + \sqrt{3} + \sin^{-1} \left( \frac{\alpha}{2} \right) \right) - \frac{3}{2} + \right. \\ \left. + (1 + \alpha) \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{1}{2} - \frac{5\pi}{6} - 2\alpha + \sqrt{3} \right) \right] \quad (6.118) \end{aligned}$$

Corrente Eficaz nas Chaves:

Considerando agora as equações correspondentes a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\begin{aligned} \overline{I}_{TEF}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \left( 2 + \alpha^2 \right) \cdot \left( \frac{\pi}{3} - \sin^{-1} \left( \frac{\alpha}{2} \right) \right) + 4\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} - \right. \\ \left. - \frac{3\alpha}{2} \cdot \sqrt{4 - \alpha^2} + \frac{1}{3} \left( \alpha^3 - \left( \sqrt{3} - \alpha \right)^3 \right) + \frac{\pi\alpha^2}{2} + \frac{\pi}{4} + \right. \\ \left. + \left( 1 + \alpha^2 \right)^2 \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{1}{2} - \frac{5\pi}{6} - 2\alpha + \sqrt{3} \right) \right] \quad (6.119) \end{aligned}$$

Corrente Média nos Diodos Grampeadores:

Pelos diodos grampeadores, circula corrente durante a 5<sup>a</sup>, 6<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> etapas de operação, que é dada por:

$$\overline{i}_{DG}(t) = \overline{i}_{Lr}(t) - \alpha \quad (6.120)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{DG}}(t)$ , para estas etapas de operação, e utilizando as equações obtidas na integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , chega-se a:

$$\overline{i_{DG_M}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \left[ \frac{1}{4} + \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{1}{2} - \frac{5\pi}{6} - 2\alpha + \sqrt{3} \right] \quad (6.121)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Grampeadores:

Fazendo agora a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{DG}^2}(t)$ , chega-se a:

$$\overline{i_{DG_{EF}}^2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left( \frac{1}{3} + \frac{5\pi}{6} + 2\alpha - \sqrt{3} \right) \quad (6.122)$$

Corrente Média nos Diodos Retificadores:

Cada par de diodos retificadores conduz a corrente de carga durante a metade do período de chaveamento, portanto:

$$\overline{i_{DR_M}} = \frac{\alpha}{2} \quad (6.123)$$

Corrente Eficaz nos Diodos Retificadores:

Considerando agora a relação quadrática, chega-se a:

$$\overline{i_{DR_{EF}}} = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \quad (6.124)$$

Corrente de Pico nas Chaves e Diodos Grampeadores:

---

A partir do plano de fase, verifica-se que o valor de pico da corrente nas chaves semicondutoras e nos diodos grampeadores é igual a:

$$\overline{i_{T_P}} = \overline{i_{DG_P}} = \overline{i_{L2}} = 1 + \alpha \quad (6.125)$$

Corrente de Pico nos Diodos Retificadores:

O valor de pico da corrente nos diodos retificadores é igual a:

$$\overline{i_{DR_P}} = \alpha \quad (6.126)$$

## 6.6 - OPERAÇÃO NA REGIÃO III - $\left( \alpha > \sqrt{3} \right)$

### 6.6.1 - Princípio de Funcionamento e Etapas de Operação

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem sete etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.6.9. A operação do conversor é descrita a seguir:

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a tensão  $v_{Cr}(t_0) = -V_s/2$  e o diodo  $D_1$  conduz a corrente  $i_{Lr}(t_0) = -I_o$ . Durante esta etapa a tensão  $v_{Cr}(t)$  é negativa, e com isso os diodos  $D_6$  e  $D_8$  conduzem a corrente de carga  $I_o$ . A tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando a tensão no capacitor ressonante se anula e  $i_{Lr}(t_1) = -I_{Li}$ .

2<sup>a</sup> etapa - roda livre ( $t_1, t_2$ ): a partir do instante  $t_1$  os diodos retificadores entram em roda livre e conduzem as correntes  $I_o$  e  $i_{Lr}(t)$ . Com isso, a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em zero. Durante esta etapa, a corrente no indutor ressonante cresce linearmente. Esta etapa termina no instante  $t_2$ , quando a corrente no indutor ressonante se anula.

3<sup>a</sup> etapa - roda livre ( $t_2, t_3$ ): a partir do instante  $t_2$ , a chave semicondutora  $S_1$  passa a conduzir a corrente  $i_{Lr}(t)$ , com os diodos retificadores em roda livre. Durante esta etapa, a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em zero e a corrente no indutor ressonante continua a crescer linearmente. Esta etapa termina no instante  $t_3$ , quando a corrente  $i_{Lr}(t_3) = I_o$  e os diodos  $D_6$  e  $D_8$  são bloqueados.

4ª etapa - ressonante ( $t_3, t_4$ ): a partir do instante  $t_3$  a tensão no capacitor ressonante torna-se positiva, mantendo assim a condução da corrente  $I_o$  pelos diodos  $D_5$  e  $D_7$ . Durante esta etapa, a tensão  $v_{Cr}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina no instante  $t_4$ , quando a tensão no capacitor ressonante é grampeada em  $V_s/2$  e a corrente  $i_{Lr}(t_4) = I_{L2}$ .

5ª etapa - interrupção do ciclo ressonante ( $t_4, t_5$ ): durante esta etapa a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$  e a corrente no indutor ressonante permanece igual a  $I_{L2}$ . Esta etapa termina no instante  $t_4$  quando o chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada.

6ª etapa - comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  ( $t_5, t_6$ ): no instante  $t_5$ ,  $v_{C1}(t_5) = 0$  e  $v_{C2}(t_5) = V_s$ . Os capacitores  $C1$  e  $C2$  assumem a corrente  $i_{Lr}(t)$ , e atuam garantindo a comutação entre  $S_1$  e  $D_2$  sob tensão nula. Quando a tensão  $v_{C2}(t)$  se anula em  $t_6$  o diodo  $D_2$  entra em condução concluindo a comutação.

7ª etapa - linear ( $t_6, t_7$ ): durante esta etapa a corrente no indutor ressonante decresce linearmente e a tensão no capacitor ressonante se mantém grampeada em  $V_s/2$ . Esta etapa termina no instante  $t_7$ , quando a corrente no indutor ressonante torna-se igual a  $I_o$ .

---

Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.6.9.

As principais formas de onda, sinais de comando e o período de condução das chaves são mostradas na Fig.6.10.

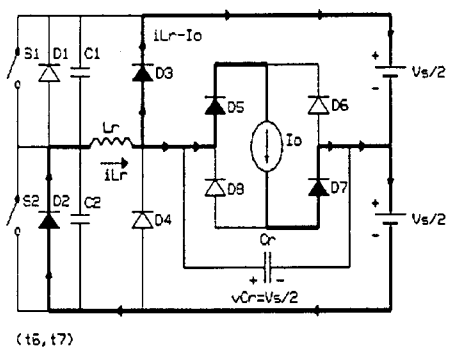
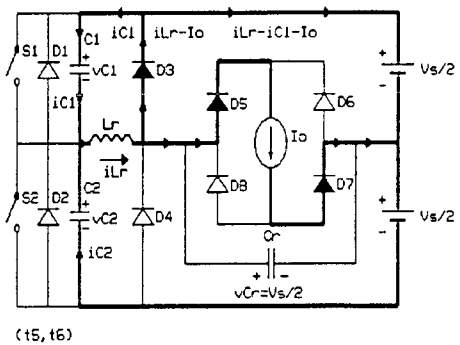
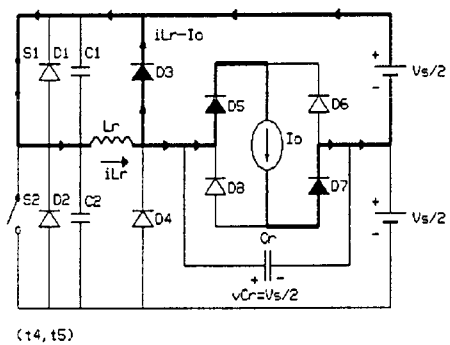
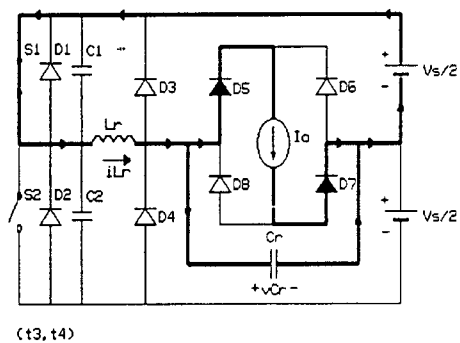
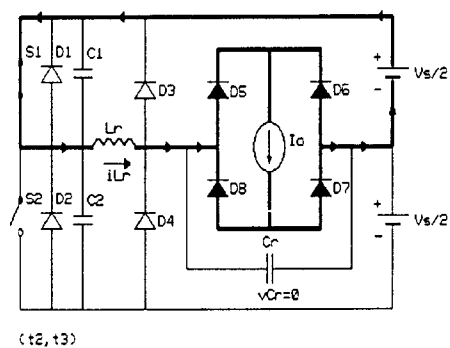
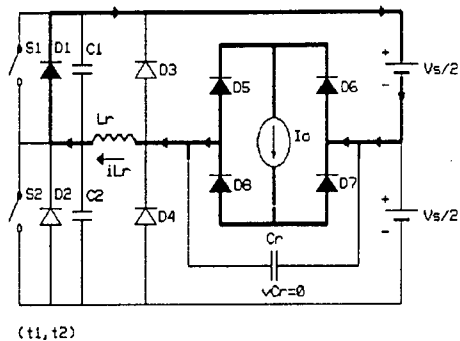
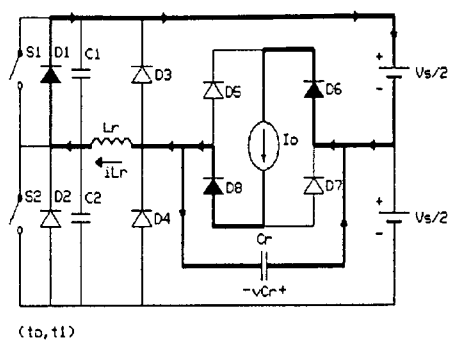


Fig.6.9 - Etapas de operação do conversor na Região III

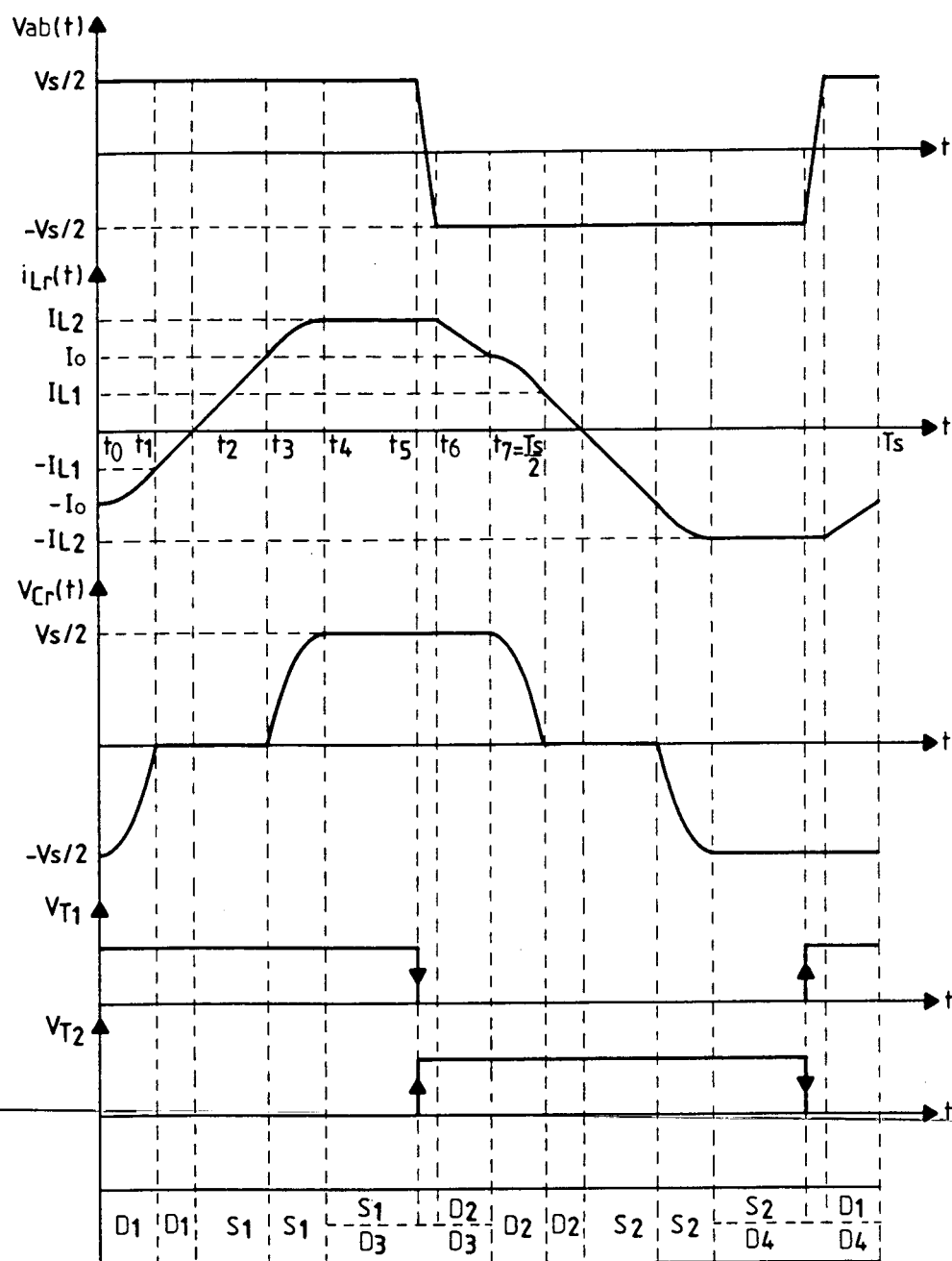


Fig.6.10 - Principais formas de onda, sinais de comando e período de condução das chaves na Região III



### 6.6.2 - Análise Quantativa

1<sup>a</sup> etapa - ressonante ( $t_0, t_1$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t_0) = -1$  e  $\overline{i_{Lr}}(t_0) = -\alpha$

Fonte de corrente normalizada:  $-\alpha$

Equações:

As equações desta etapa, são idênticas as da 1<sup>a</sup> etapa de operação deste conversor na Região I.

Plano de Fase:

A partir das equações que caracterizam o comportamento desta etapa, chega-se ao plano de fase, que é representado pela curva 1 da Fig.6.11, onde:

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_1} = 2 \quad (6.127)$$

$$\text{Duração da etapa: } \omega_0(t_1 - t_0) = \frac{\pi}{3} \quad (6.128)$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } -\overline{i_{L1}} = -\alpha + \sqrt{3} \quad (6.129)$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , chega-se a:

$$\omega_0 \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}(t) dt = 1 - \frac{\alpha \cdot \pi}{3} \quad (6.130)$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ , encontra-se:

$$\omega_0 \cdot \int_{t_3}^{t_4} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = (2 + \alpha^2) \cdot \frac{\pi}{3} - 2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6.131)$$

As equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{v}_{Cr}^2(t)$  são idênticas às da 1ª e 2ª etapas de operação deste conversor na Região I.

2ª etapa - roda livre ( $t_1, t_2$ ):

Condições iniciais:  $\overline{v}_{Cr}(t_1) = 0$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_1) = -\overline{I}_{L1}$

Fonte de corrente normalizada:  $-\alpha$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, podem-se obter as seguintes equações normalizadas:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = -\overline{I}_{L1} + \omega_o(t - t_1) \quad (6.132)$$

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 0 \quad (6.133)$$

A partir da equação (6.132) e do valor de  $\overline{I}_{L1}$  dado pela equação (6.129) encontra-se:

$$\omega_o(t_2 - t_1) = \alpha - \sqrt{3} \quad (6.134)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (6.132) e (6.133) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 2 da Fig.6.11.

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ .

A equação diferencial normalizada associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d \overline{i}_{Lr}(t)}{dt} = \omega_o \quad (6.135)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  a partir da equação (6.135), resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}(t) dt = - \frac{1}{2} \cdot \left( \sqrt{3} - \alpha \right)^2 \quad (6.136)$$

Fazendo agora a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}^2(t) dt = - \frac{1}{3} \left( \sqrt{3} - \alpha \right)^3 \quad (6.137)$$

3ª etapa - roda livre ( $t_2, t_3$ ):

Condições iniciais:  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = 0$  e  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = 0$

Fonte de corrente normalizada:  $\alpha$

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, podem-se obter as seguintes equações normalizadas:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \omega_o(t - t_2) \quad (6.138)$$

$$\overline{v}_{Cr}(t) = 0 \quad (6.139)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_3$ , quando  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \alpha$ . Assim, a partir da equação (6.138) chega-se a:

$$\omega_o(t_3 - t_2) = \alpha \quad (6.140)$$

Plano de Fase:

A partir das equações (6.138) e (6.139) chega-se ao plano de fase desta etapa, que é representado pela curva 3 da Fig.6.11.

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ .

A equação diferencial normalizada desta etapa é dada por (6.135). Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \frac{\alpha^2}{2} \quad (6.141)$$

Fazendo agora a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ , resulta:

$$\omega_o \cdot \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\alpha^3}{3} \quad (6.142)$$

### 6.6.3 - Comparação Entre a Operação do Conversor na Região II e III

É interessante aqui fazer as seguintes comparações entre a operação do conversor na Região II e III:

- o tempo de duração correspondente à evolução ressonante para a tensão  $\overline{v_{Cr}}(t)$  variar de -1 até zero são iguais;
- o tempo de duração da etapa de roda livre na Região II é igual ao tempo total de duração das etapas de roda livre na Região III;
- os comportamentos e as equações da 4<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 6<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> etapas são idênticos;

---

Portanto, conclui-se que:

- o tempo de duração da etapa de interrupção do ciclo ressonante na Região III pode ser obtido a partir da equação correspondente à operação na Região II;
- o limite superior da frequência de chaveamento para a operação na Região III pode ser obtido a partir da equação correspondente à operação na Região II;

- as tensões média e eficaz na carga para a operação na Região III podem ser obtidas pelas equações correspondentes à operação na Região II;
- a diferença existente entre a operação na Região II e III está relacionada com a forma de onda da corrente no indutor ressonante no início das etapas de roda livre.
- as equações correspondentes às correntes média e eficaz nas chaves semicondutoras para a operação na Região II são diferentes das equações para a operação na Região III. Assim, somente estas equações serão obtidas.

#### 6.6.4 - Determinação das Correntes Média e Eficaz nas Chaves

Corrente Média nas Chaves:

A corrente nas chaves semicondutoras é igual à corrente no indutor ressonante nas 3<sup>a</sup>, 4<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> etapas de operação. Portanto, a partir das equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}(t)$ , chega-se a:

$$\bar{I}_{T_M} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\alpha^2}{2} + \frac{\alpha \cdot \pi}{2} + 1 + (\alpha + 1) \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{1}{2} - \frac{5\pi}{6} - 2\alpha + \sqrt{3} \right) \right] \quad (6.143)$$

Corrente Eficaz nas Chaves

Considerando agora as equações correspondentes à integração de  $\omega_o \cdot \bar{i}_{Lr}^2(t)$ , chega-se a:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{T_{EF}}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{f_o} \cdot \left[ \frac{\alpha^3}{3} + \frac{\pi\alpha^2}{2} + 2\alpha + \frac{\pi}{4} + \right. \\ \left. + (1 + \alpha)^2 \cdot \left( \frac{\pi}{f_s/f_o} - \frac{1}{2} - \frac{5\pi}{6} - 2\alpha + \sqrt{3} \right) \right] \quad (6.144) \end{aligned}$$

### 6.6.5 - Plano de Fase do Conversor na Região III

A partir do instante  $t_7$ , ocorrem etapas de operação simétricas às descritas anteriormente. Assim, a partir das equações que caracterizam o comportamento de  $\overline{v_{Cr}}(t)$  e  $\overline{i_{Lr}}(t)$ , chega-se ao plano de fase do conversor que é mostrado na Fig.6.11.

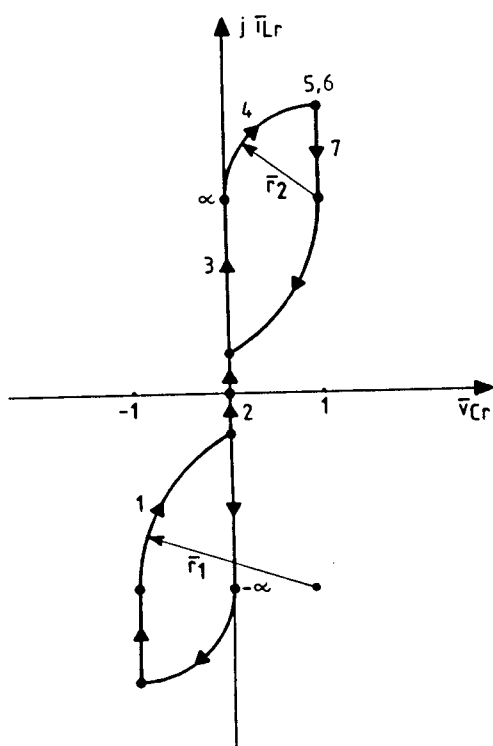


Fig.6.11 - Plano de fase do conversor na Região III

### 6.7 - DEFINIÇÃO DA FAIXA DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

A curva que delimita a faixa de operação do conversor, para a condição onde o bloqueio das chaves semicondutoras ocorre após o grameamento da tensão no capacitor ressonante, é obtida a partir das equações correspondente à frequência máxima das três regiões de operação. Esta curva é mostrada na Fig.6.12.

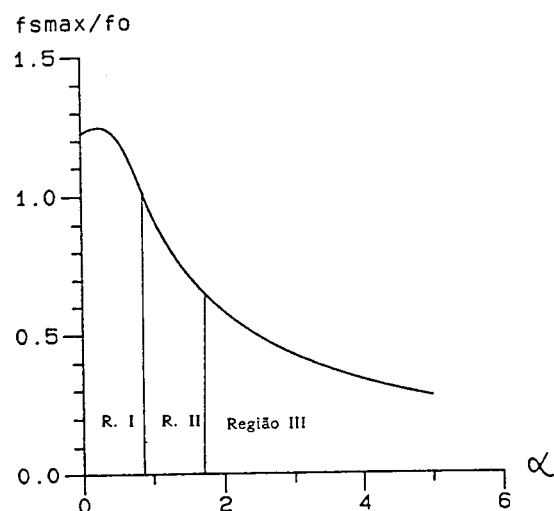


Fig.6.12 - Curva de máxima frequência de chaveamento normalizada em função da corrente de carga normalizada.

## 6.8 - CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA

A partir das equações que caracterizam o comportamento da tensão média de saída para as três regiões de operação, podem-se obter as curvas características de saída. Estas curvas são mostradas na Fig.6.13.

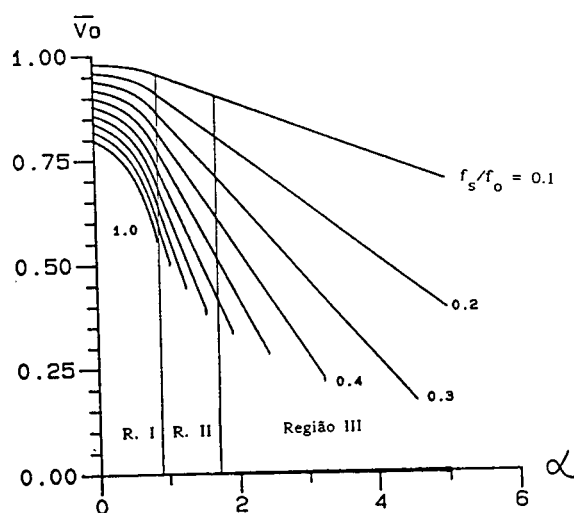


Fig.6.13 - Curvas características de saída: tensão média de saída normalizada em função da corrente média de saída normalizada tendo a razão  $f_s/f_o$  como parâmetro.

## 6.9 - VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO

Com o intuito de comprovar o desenvolvimento teórico realizado, o conversor foi simulado, pelo programa SCVOLT [21], nas três regiões de operação. Para efeito de simplificação, os valores dos elementos utilizados na simulação foram normalizados.

### 6.9.1 - Definição das Variáveis de Base

As seguintes variáveis são tomadas como base:

- tensão de base:  $V_b = V_s/2 = 1$  pu

- corrente de base:  $I_b = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot I_o}{V_s/2} = \alpha$  pu

- frequência angular de ressonância de base:  $\omega_{ob} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} = 1$  pu

- impedância característica de base:  $Z_{ob} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 1$  pu

- frequência de ressonância de base:  $f_{ob} = \frac{\omega_{ob}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}$  pu

A partir destas definições os valores dos elementos do conversor podem ser determinados, como a seguir:

- para que  $\omega_{ob} = Z_{ob} = 1$  pu, deve-se ter:  $L_r = C_r = 1$  pu.

---

- as resistências de condução das chaves devem ter pequenos valores de forma a provocar quedas de tensão desprezíveis. Portanto, foi escolhido:  $r_c = 0,001$  pu.

- as resistências de bloqueio das chaves devem ter altos valores para que possam ser consideradas como um circuito aberto. Assim, foi escolhido:  $r_b = 100$  pu.



- as capacitâncias de comutação devem ser bem menores do que a capacitância ressonante para que o tempo de de comutação possa ser desprezado. Assim, foi escolhido:  $C_1 = C_2 = 0,01$  pu.

#### 6.9.2 - Simulação do Conversor na Região I

A corrente de carga normalizada adotada é igual a:  $\alpha = 0,5$ .

A partir da equação (6.72), chega-se a:  $\frac{f_s \max}{f_0} I = 1,2$ .

Foi adotado:  $\frac{f_s}{f_0} = 0,5$ ; e portanto  $f_s = \frac{0,5}{2\pi}$  pu e  $T_s = 4\pi$  pu.

O instante do bloqueio das chaves semicondutoras é definido a partir dos tempos de duração da 1ª, 2ª, 3ª e 4ª etapas de operação. A partir das equações correspondentes a estas etapas, chega-se a:

$$(t_2 - t_0) = \frac{\pi}{3} \text{ pu}; (t_3 - t_2) = 0,94 \text{ pu}; \text{ e } (t_4 - t_3) = 3,68.$$

Com isso, encontra-se:

tempo de bloqueio de  $T_1 = 5,66$  pu

tempo de bloqueio de  $T_2 = \frac{T_s}{2} + \text{tempo de bloqueio de } T_1 = 11,95$  pu

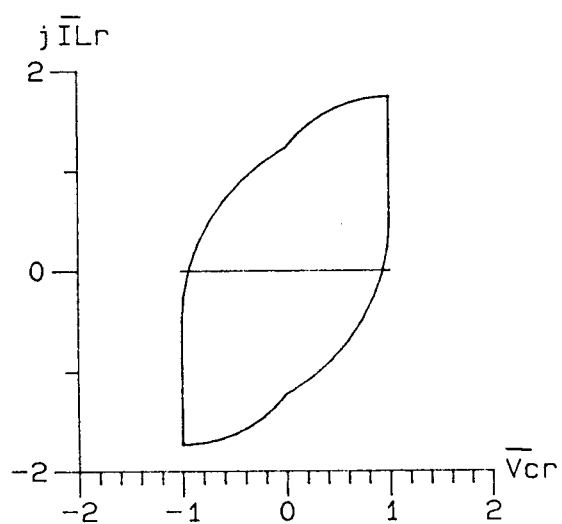
Os resultados da simulação do conversor operando na Região I são mostrados na Fig.6.14.

#### 6.9.3 - Simulação do Conversor na Região II

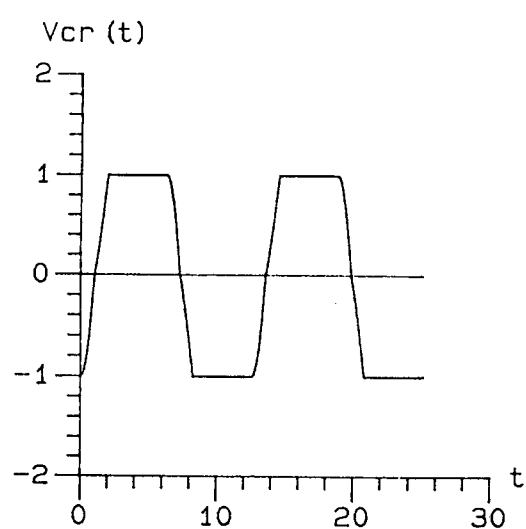
A corrente de carga normalizada adotada é igual a:  $\alpha = 1,2$ .

A partir da equação (6.111) chega-se a:  $\frac{f_s \max}{f_0} II = 0,83$ .

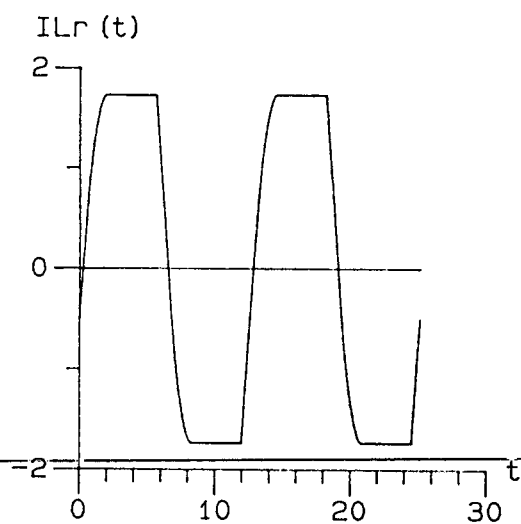
Foi adotado:  $\frac{f_s}{f_0} = 0,5$ ; e portanto:  $f_s = \frac{0,5}{2\pi}$  pu e  $T_s = 4\pi$  pu.



(a)



(b)



(c)

Fig.6.14 - Resultados de Simulação do Conversor Operando na Região I com  $\alpha = 0,5$  e  $f_s/f_0 = 0,5$ : (a) plano de fase; (b) tensão no capacitor ressonante; (c) corrente no indutor ressonante.

O instante do bloqueio das chaves semicondutoras é definido a partir dos tempos de duração da 1<sup>a</sup>, 2<sup>a</sup>, 3<sup>a</sup>, 4<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> etapas de operação. A partir das equações correspondentes a estas etapas, chega-se a:

$$(t_2 - t_0) = \frac{\pi}{3} \text{ pu}; (t_3 - t_2) = 0,67 \text{ pu};$$

$$(t_4 - t_3) = \frac{\pi}{2} \text{ pu}; \text{ e } (t_4 - t_5) = 2,5 \text{ pu.}$$

Com isso, encontra-se:

$$\text{tempo de bloqueio de } T_1 = 5,79 \text{ pu}$$

$$\text{tempo de bloqueio de } T_2 = \frac{T_s}{2} + \text{tempo de bloqueio de } T_1 = 12,07 \text{ pu}$$

Os resultados da simulação do conversor operando na Região II são mostrados na Fig.6.15.

#### 6.9.4 - Simulação do Conversor na Região III

A corrente de carga normalizada adotada, neste caso, é igual a:  $\alpha = 2,5$ .

A partir da equação (6.111), chega-se a:  $\frac{f_{s \max}}{f_0} \text{ III} = 0,49$ .

Foi adotado:  $\frac{f_s}{f_0} = 0,3$ ; e portanto:  $f_s = \frac{0,3}{2\pi} \text{ pu}$  e  $T_s = \frac{20\pi}{3} \text{ pu}$ .

O instante do bloqueio das chaves semicondutoras é definido a partir dos tempos de duração da 1<sup>a</sup>, 2<sup>a</sup>, 3<sup>a</sup>, 4<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> etapas de operação. A partir das equações correspondentes a estas etapas, chega-se a:

$$(t_2 - t_0) = \frac{\pi}{3} \text{ pu}; (t_3 - t_2) = 3,27 \text{ pu};$$

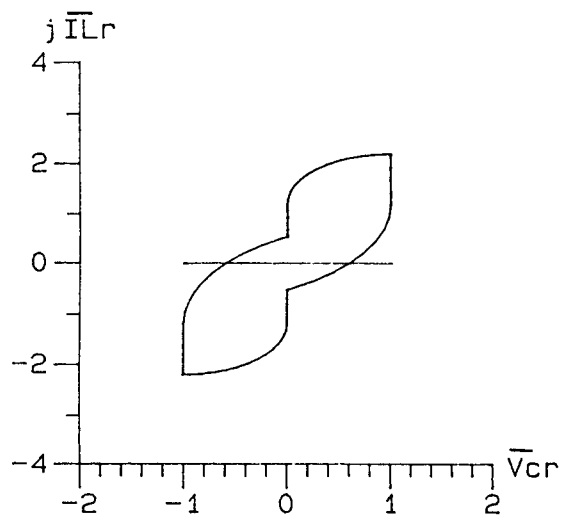
$$(t_4 - t_3) = \frac{\pi}{2} \text{ pu}; \text{ e } (t_4 - t_5) = 4,09 \text{ pu.}$$

Com isso, encontra-se:

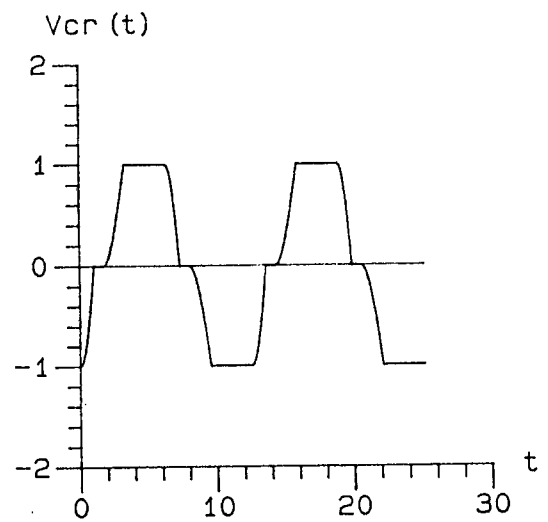
$$\text{tempo de bloqueio de } T_1 = 9,98 \text{ pu}$$

$$\text{tempo de bloqueio de } T_2 = \frac{T_s}{2} + \text{tempo de bloqueio de } T_1 = 20,45 \text{ pu}$$

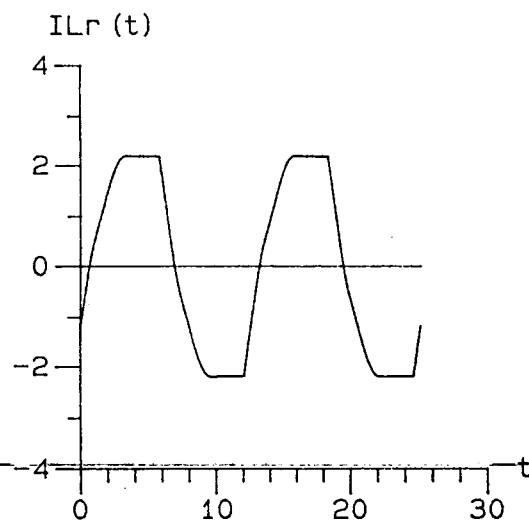
Os resultados da simulação do conversor operando na Região III são mostrados na Fig.6.16.



(a)

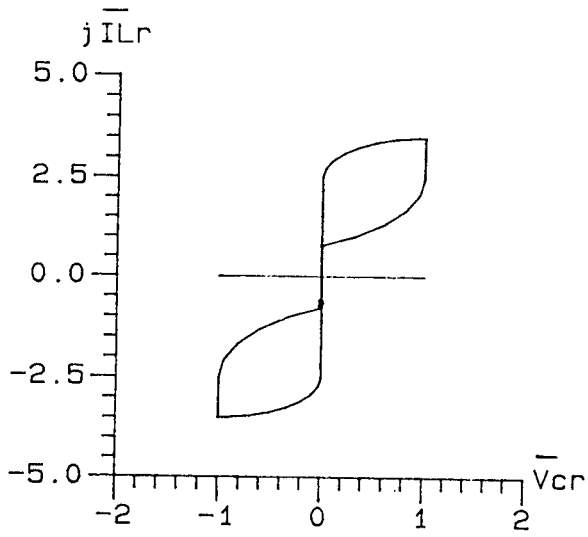


(b)

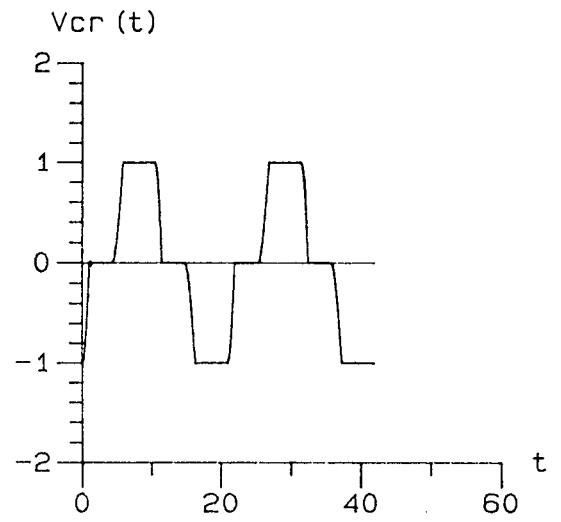


(c)

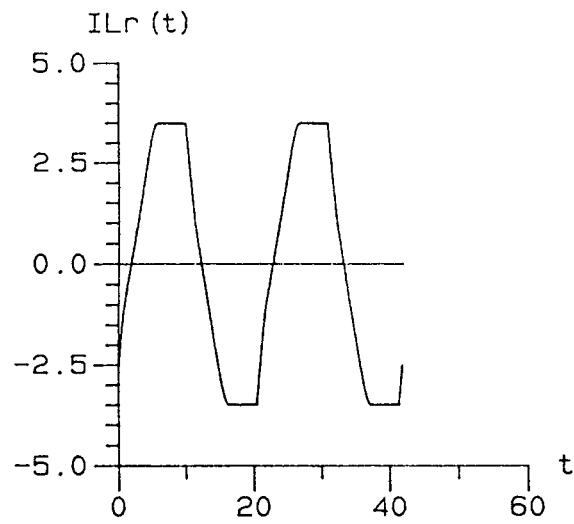
Fig.6.15 - Resultados de Simulação do Conversor Operando na Região II com  $\alpha = 1,2$  e  $f_s/f_0 = 0,5$ : (a) plano de fase; (b) tensão no capacitor ressonante; (c) corrente no indutor ressonante.



(a)



(b)



(c)

Fig.6.16 - Resultados de simulação do conversor operando na Região III com  $\alpha = 2,5$  e  $f_s/f_0 = 0,3$ : (a) plano de fase; (b) tensão no capacitor ressonante; (c) corrente no indutor ressonante.

## 6.10 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi proposto e analisado o conversor paralelo ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, modulação em frequência e comutação sob tensão nula.

Foram identificado três regiões de operação para o conversor em função da corrente de carga. Em cada uma destas regiões, o conversor pode operar em três condições distintas em função da frequência de chaveamento.

Obteve-se a curva que define a máxima frequência de chaveamento em função da corrente de saída normalizada.

O princípio de funcionamento do conversor foi verificado por simulação, Para isto, foram utilizados valores normalizados para efeito de simplificação.

A partir das curvas características de saída, observa-se que o conversor apresenta uma relação aproximadamente linear da corrente de saída em função da frequência de chaveamento. Isto, é uma característica introduzida pelo grampeamento da tensão no capacitor ressonante.

Neste conversor, a corrente no indutor ressonante atinge valores bem maiores do que o da corrente de carga. Sendo esta uma de suas desvantagens.

## C A P Í T U L O VII

### UNIDADE RETIFICADORA DE 25A/48V DE ALTO DESEMPENHO

#### 7.1 - INTRODUÇÃO

As fontes de alimentação (ou unidades retificadoras) de equipamentos de telecomunicações representam grande parte do volume de equipamentos de uma Central Telefônica.

Ultimamente os engenheiros de projetos de fontes têm concentrado esforços no sentido de substituir as unidades retificadoras convencionais (isoladas por transformadores de baixa frequência e controladas por tiristores com comutação natural pela rede de alimentação) por fontes chaveadas (conversores de alta frequência).

Entretanto, os usuários destes equipamentos questionam que o uso de conversores de alta frequência causa interferência eletromagnética ("EMI"), compromete a confiabilidade e reduz o rendimento devido às perdas de comutação.

Este capítulo apresenta o projeto e a análise de uma unidade retificadora, baseada em um conversor CC-CC, operando com frequência constante, concebida para superar as dificuldades mencionadas anteriormente [25].

O diagrama de blocos desta unidade está representado na Fig.7.1, onde:

(1) - estágio de entrada (conversor CA-CC), composto por dois diodos, dois tiristores e pelos capacitores de filtragem de entrada;

(2) - circuito de controle, destinado a realizar um carregamento lento dos capacitores de entrada. O ângulo de disparo dos tiristores varia lentamente, limitando a corrente de partida ("inrush current");

(3) - conversor CC-CC de alto desempenho, que é uma versão modificada do conversor em ponte completa com comutação sob tensão nula e controle por modulação da largura de pulso (" Full-Bridge Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulated - FB-ZVS-PWM "). Este conversor utiliza MOSFETs operando em 100 kHz, sem perdas de comutação, desde a vazio até a plena carga. Utiliza-se o princípio do tiristor-dual [12,32], o qual evita que um MOSFET entre em condução antes que a tensão sobre ele reduza a um nível próximo de zero. Este método realiza uma proteção contra curto-circuito de braço, aumentando a confiabilidade da unidade.

(4) filtro de saída, formado por um indutor e por capacitores para alta frequência.

(5) este bloco contém: fontes de alimentação auxiliares, circuito de comando isolado dos MOSFETs, circuitos de controle e proteção.

(6) carga.

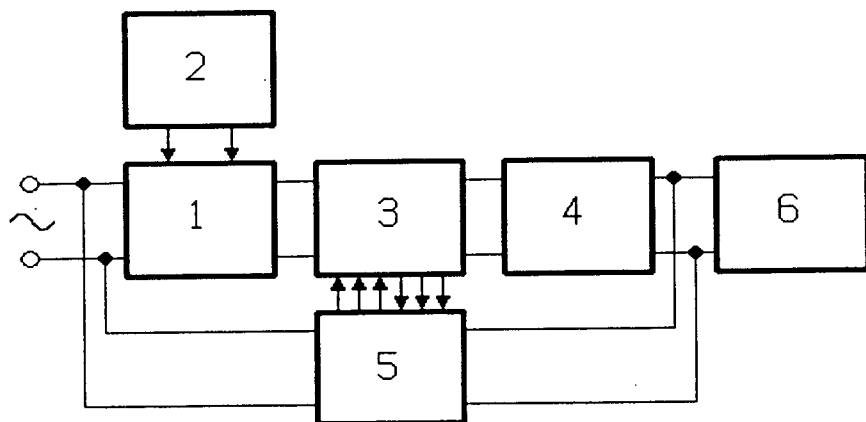


Fig.7.1 - Diagrama de blocos da unidade retificadora

## 7.2 - ESTÁGIO DE ENTRADA

O estágio de entrada converte a tensão CA da rede de alimentação para uma tensão CC.





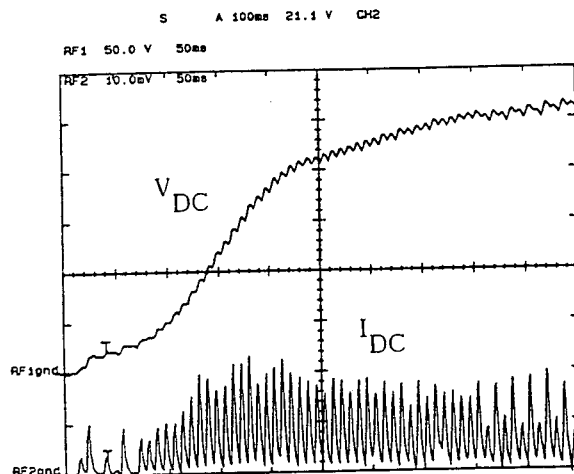


Fig.7.3 - Tensão sobre os capacitores de filtro de entrada (50V/div) e corrente no barramento CC (5A/div) durante o transitório de partida, escala de tempo: 100ms/div.

### 7.3 - CONVERSOR CC-CC DE ALTO DESEMPENHO

O conversor "FB-ZVS-PWM" [26,27,28,29] mostrado na Fig.7.4, tem sido a melhor escolha, quando se deseja obter uma fonte chaveada de potência elevada ( > 1 kW ) e de alta frequência de chaveamento ( > 50 kHz ).

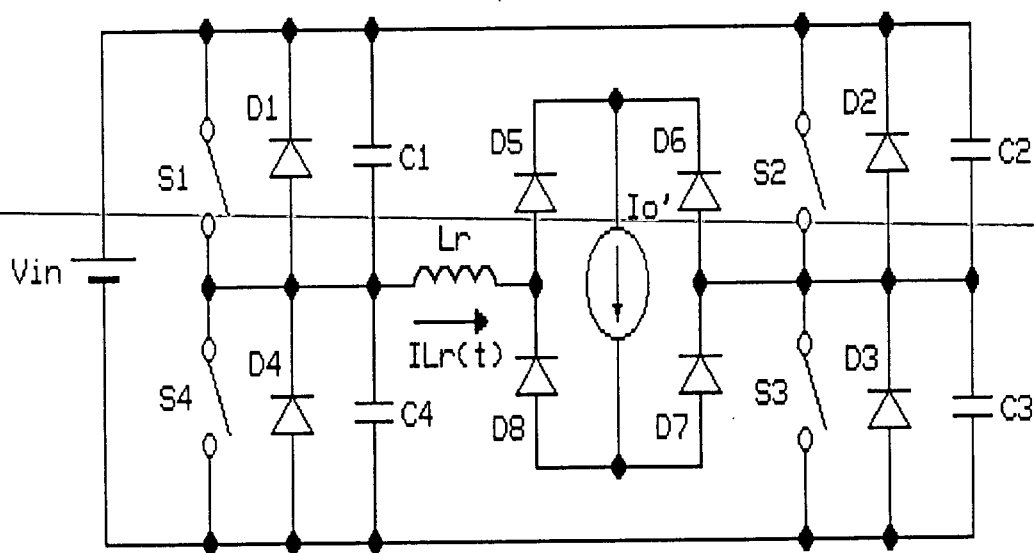


Fig.7.4 - Diagrama do estágio de potência do conversor "FB-ZVS-PWM".

Este conversor apresenta as seguintes características:

- características de saída desejáveis para efeito de controle, uma vez que elas apresentam comportamento linear da corrente de saída em função da razão cíclica;
- a máxima tensão nas chaves semicondutoras é igual ao valor da fonte de alimentação;
- o valor de pico da corrente nas chaves semicondutoras é igual à corrente de saída referida ao primário do transformador;
- as perdas de condução são da mesma ordem do conversor PWM com comutação dissipativa ("Hard-Switching PWM Converter"). Entretanto, praticamente não existem perdas de comutação;
- devido à comutação sob tensão nula, este conversor proporciona baixos níveis de interferência eletromagnética ("EMI") e de rádio frequência ("RFI").

Apesar das várias vantagens apresentadas pelo conversor "FB-ZVS-PWM" ele apresenta três grandes problemas:

O primeiro diz respeito à interação do processo de recuperação reversa dos diodos retificadores de saída com a indutância refletida ao secundário do transformador [27,30,31]. Isto provoca sobre-tensões e oscilações, que geram perdas de chaveamento. Este tópico será discutido posteriormente.

O segundo está relacionado com o tempo morto que deve existir nos sinais de comando dos MOSFETs de um mesmo braço, para garantir comutação sob tensão nula e evitar curto-circuito de braço.

Um tempo morto fixo tem sido utilizado para cada braço. Entretanto, o intervalo de tempo de comutação, para um dado MOSFET, depende da tensão de alimentação; da corrente de carga referida ao primário do transformador, da indutância ressonante e das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs.

Deve-se ressaltar que o circuito de comando dos MOSFETs com o princípio do tiristor-dual, adapta o tempo morto de cada braço de forma a garantir comutação sob tensão nula. Além disso, este circuito evita o curto-circuito de braço, e protege o MOSFET contra sobre-corrente.

No entanto, através da introdução de circuitos auxiliares de comutação no conversor "FB-ZV-PWM", obtém-se um conversor CC-CC de alto desempenho, que realiza comutação sob tensão nula desde a vazio até a plena carga [25].

O diagrama do estágio de potência do conversor proposto é mostrado na Fig.7.6, onde:  $L1$ ,  $L2$ ,  $Cb1$ ,  $Cb2$ ,  $Rd1$  e  $Rd2$  formam os circuitos auxiliares de comutação. O estágio de saída, constituído de um transformador de isolamento de alta frequência, dos diodos retificadores, do indutor, dos capacitores de filtragem e da carga é representado pela fonte de corrente  $I_o$  dentro da ponte de diodos  $D_5$  a  $D_8$ .

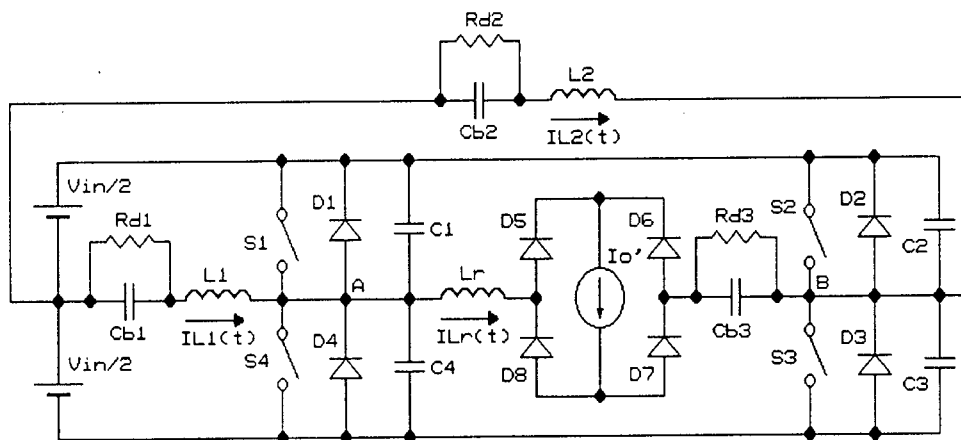


Fig.7.6 - Diagrama do estágio de potência do conversor proposto.

### 7.3.1 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Este conversor trabalha com um deslocamento de fase ("phase-shift") entre os dois braços, o qual controla a potência transferida para a carga.

Os dois braços do conversor trabalham sob diferentes condições de comutação. A comutação dos MOSFETs do braço esquerdo sempre ocorre quando o conversor é movido da etapa de transferência de potência para a carga (chamada de estado ativo) para a etapa de roda livre (chamada de estado passivo). Neste caso, o indutor de saída, que pode ser considerado como uma fonte de corrente, está presente no processo de comutação. Além disso, a indutância auxiliar de comutação  $L1$ , que é muito maior do que a indutância ressonante  $Lr$ , e portanto o indutor  $L1$  pode também ser considerado como uma fonte de corrente durante esta comutação. O indutor  $L1$ , garante a comutação deste braço, mesmo quando o conversor trabalha a vazio.

Já a comutação dos MOSFETs do braço direito, sempre ocorre quando o conversor é movido do estado passivo para o estado ativo. Esta comutação é realizada com o transformador curto-circuitado pelos diodos retificadores de

saída. Portanto, somente as energias armazenadas no indutor ressonante  $L_r$  e no indutor auxiliar de comutação  $L_2$  estão disponíveis para realizar a comutação.

### 7.3.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

Durante um semi-período de chaveamento ocorrem seis etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.7.7.

A fim de simplificar a análise, são feitas as seguintes considerações:

- todas as chaves são ideais;
- os capacitores de bloqueio,  $C_{b1}$ ,  $C_{b2}$  e  $C_{b3}$  são considerados curto-circuitos na frequência de operação;
- o filtro de saída é considerado uma fonte de corrente;
- as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  são iguais e constantes;
- a indutância de dispersão do transformador está incluída na indutância ressonante  $L_r$ ;
- a corrente magnetizante do transformador é desprezível;
- os indutores auxiliares de comutação são considerados fontes de corrente durante a comutação, uma vez que eles tem indutância muito maior do que a indutância  $L_r$ .

A operação do conversor é descrita a seguir:

---

Antes do instante  $t_0$ , a corrente  $I_o$  estava em roda livre através dos diodos  $D_5$  à  $D_8$ , assim como a corrente  $i_{L_r}(t)$  se encontrava em roda livre através de  $D_1$ ,  $S_1$  e  $S_2$ .

1ª etapa - comutação do braço direito ( $t_0, t_1$ ): no instante  $t_0$ , a chave semicondutora  $S_2$  é bloqueada. As tensões  $v_{C_2}(t)$  e  $v_{C_3}(t)$  e a corrente  $i_{L_r}(t)$  variam de forma ressonante até o instante  $t_1$ , quando  $v_{C_3}(t)$  torna-se igual a zero. Durante esta etapa,  $L_2$  é considerado uma fonte de corrente.

2ª etapa - decrescimento linear ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_1$ , o diodo  $D_3$  entra em condução, logo após isto, a chave semicondutora  $S_3$  é comandada para entrar em condução. Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  decresce linearmente até o instante  $t_2$ , quando ela se anula.

3ª etapa - crescimento linear ( $t_2, t_3$ ): durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}(t)$  cresce linearmente através das chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_3$ . No final desta etapa  $i_{Lr}(t)$  torna-se igual a  $I_o$ .

4ª etapa - transferência de potência ( $t_3, t_4$ ): durante esta etapa, potência é transferida da fonte  $V_{in}$  para a carga através de  $S_1$ ,  $D_5$ ,  $D_7$  e  $S_3$ .

5ª etapa - comutação do braço esquerdo ( $t_4, t_5$ ): no instante  $t_4$  a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada. As tensões  $v_{C1}(t)$  e  $v_{C4}(t)$  variam de forma linear até o instante  $t_5$ , quando  $v_{C4}(t)$  torna-se igual à zero. Durante esta etapa,  $L1$  é considerado uma fonte de corrente.

6ª etapa - roda livre ( $t_5, t_6$ ): no instante  $t_5$ , o diodo  $D_4$  entra em condução, e logo após isto, a chave semicondutora  $S_4$  é comandada para entrar em condução. Durante esta etapa a corrente  $I_o$  se mantém em roda livre através de  $D_5$  à  $D_8$ , assim como  $i_{Lr}(t)$  se mantém em roda livre através de  $D_4$ ,  $S_4$  e  $S_3$ .

As principais formas de onda ideais, junto com os sinais de comando dos MOSFETs são mostrados na Fig 7.8. Cabe ressaltar que as evoluções ressonantes foram aproximadas por segmentos de retas na Fig.7.8.

### 7.3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

#### a) - Característica de Saída

A variação linear da corrente no indutor ressonante  $Lr$  provoca uma redução na razão cíclica efetiva na carga, como mostrado na Fig.7.8. Este comportamento é dado por:

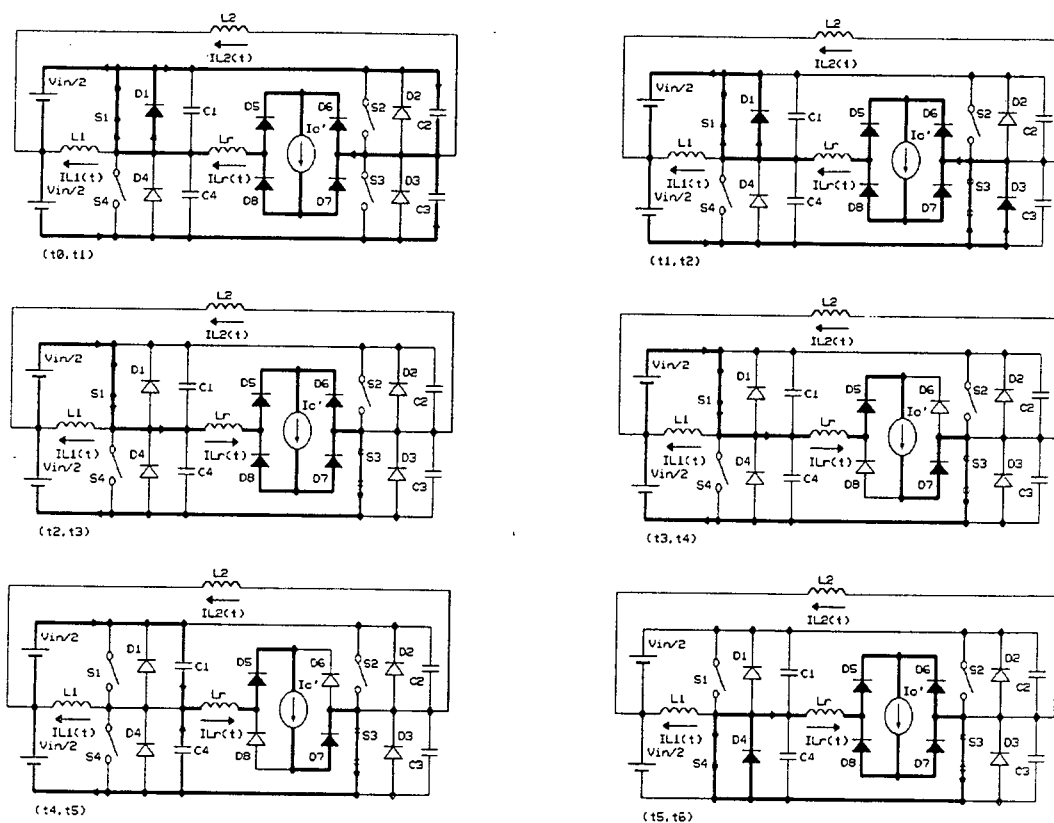


Fig.7.7 - Etapas de operação

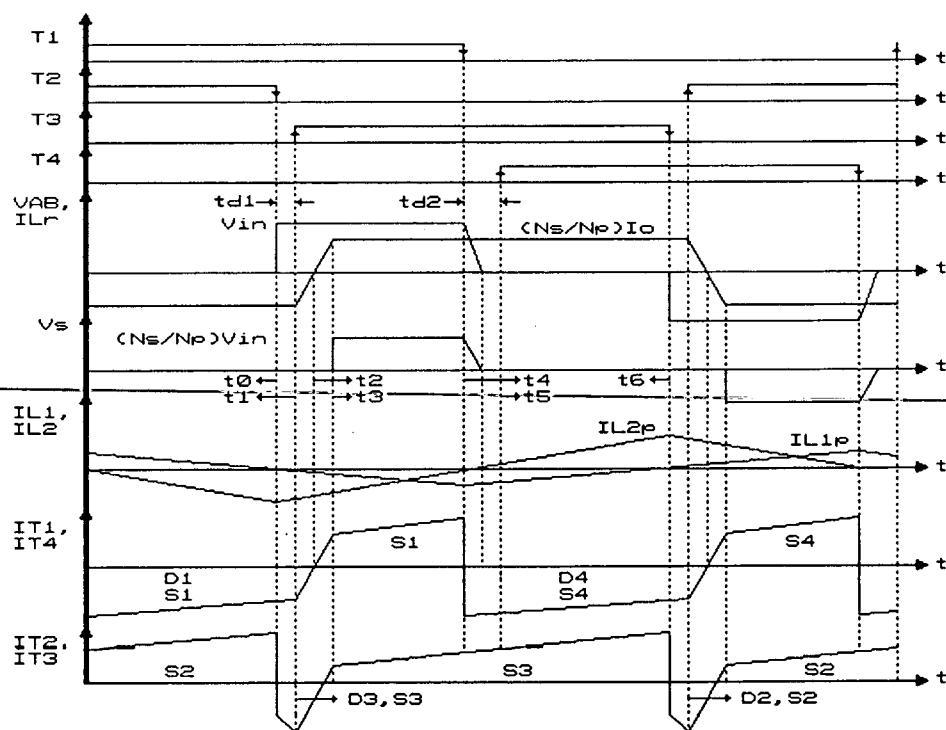


Fig.7.8 - Principais formas de onda ideais e sinais de comando dos MOSFETs.



$$V_o = \left[ D - \frac{4.f_s.(N_s/N_p).I_o.L_r}{V_{in}} \right] \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_{in} \quad (7.1)$$

b) - Comutação do Braço Direito

A comutação do braço direito é realizada com o transformador curto-circuitado pelos diodos retificadores de saída. Portanto, somente as energias armazenadas em  $L_r$  e  $L_2$  são disponíveis para realizar a comutação. O circuito equivalente desta comutação é mostrado na Fig.7.9.

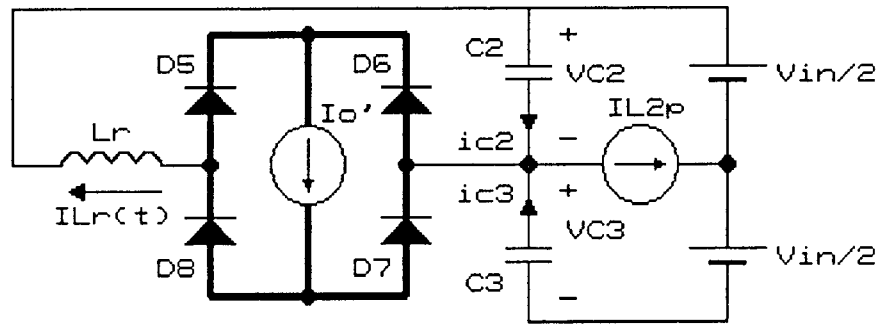


Fig.7.9 - Circuito equivalente da comutação do braço direito

No instante  $t_o$  ( $t_o = 0$ ), tem-se:  $v_{C2}(t_o) = 0$  e  $v_{C3}(t_o) = V_{in}$ . Durante esta comutação, as tensões  $v_{C2}(t)$  e  $v_{C3}(t)$  e a corrente  $i_{Lr}(t)$  variam de forma ressonante até o instante  $t_1$  quando  $v_{C2}(t_1) = V_{in}$  e  $v_{C3}(t_1) = 0$ . As equações relevantes são:

$$i_{Lr}(t_o) = I_o = (N_s/N_p).I_o \quad (7.2)$$

$$i_{Lr}(t) = I_{L2p} - \left( I_{L2p} + I_o \right) \cdot \cos \omega_o t \quad (7.3)$$

$$v_{C2}(t) = Z_o \cdot \left( I_{L2p} + I_o \right) \cdot \sin \omega_o t \quad (7.4)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r.C_r}} - \text{frequência angular de ressonância} \quad (7.5)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - \text{impedância característica} \quad (7.6)$$

$$C_r = C_1 + C_4 = C_2 + C_3 - \text{capacitância ressonante equivalente} \quad (7.7)$$

Deve-se ressaltar que a capacitância parasita do transformador, refletida ao primário, fica associada em série com a capacitância parasita do indutor  $L_r$  (geralmente de pequeno valor). Assim sendo, o efeito destas capacitâncias no processo de comutação pode ser desprezado.

A partir das equações (7.4) e (7.6) verifica-se que o indutor  $L_r$  tem fundamental importância nesta comutação. Um pequeno valor de indutância  $L_r$  implica em se ter elevados valores de corrente no indutor auxiliar  $L_2$ . Entretanto, na escolha do valor da indutância  $L_r$ , deve-se considerar que ela provoca uma perda de razão cíclica na carga.

Para garantir que esta comutação ocorra sob tensão nula em toda faixa de carga, devem-se considerar as seguintes condições:

a) A corrente de carga  $I_o$  é menor do que a corrente  $I_{L2p}$ . Nesta condição, a energia armazenada no indutor  $L_2$  é suficiente para realizar a comutação.

b) A corrente de carga  $I_o$  é maior ou igual à corrente  $I_{L2p}$ . Neste caso, deve-se garantir que a comutação se realize antes que a corrente em  $L_r$  se torne igual a zero. A partir do instante de inversão no sentido da corrente em  $L_r$ , a corrente líquida, responsável pela carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs, passa a ser igual à diferença entre  $I_{L2p}$  e  $i_{Lr}(t)$ . Portanto, a corrente  $i_{Lr}(t)$  passa a não mais auxiliar na comutação.

O caso crítico ocorre quando a corrente de carga  $I_o$  é igual à corrente  $I_{L2p}$ . Nesta condição, o indutor  $L_r$  contribui com o menor valor de corrente inicial (menor valor de energia armazenada) para garantir que a comutação se realize antes que a corrente em  $L_r$  se torne igual a zero.

Para o caso crítico desta comutação tem-se:  $i_{Lr}(t) = 0$  e  $I_{L2p} = I_o$ , e a partir da equação (7.3), chega-se à seguinte relação:

$$\omega_o t = \frac{\pi}{3} \quad (7.8)$$

Utilizando o valor obtido em (7.8) na equação (7.4), chega-se ao valor da corrente  $I_{L2p}$  que garante que esta comutação ocorra sob tensão nula em toda faixa de carga:

$$I_{L2p} \geq \frac{V_{in(max)}}{Z_o \cdot \sqrt{3}} \quad (7.9)$$

c) - Comutação do Braço Esquerdo

A comutação do braço esquerdo sempre ocorre quando a corrente de carga  $I_o'$  está presente no processo de comutação. O circuito equivalente desta comutação é mostrado na Fig.7.10.

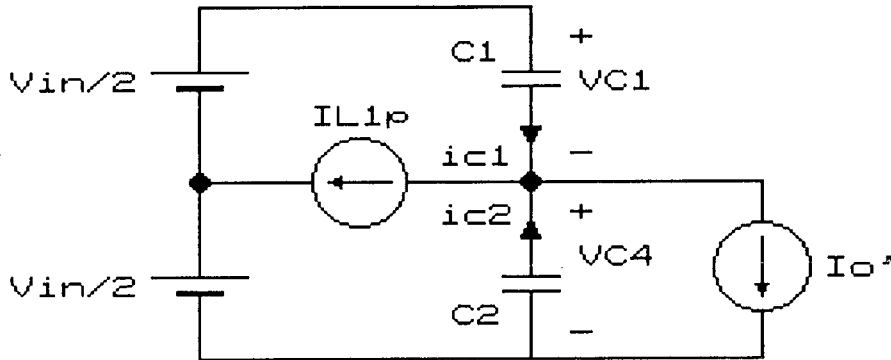


Fig.7.10 - Circuito equivalente da comutação do braço esquerdo

Durante esta comutação as tensões  $v_{C1}(t)$  e  $v_{C4}(t)$  variam linearmente até o instante em que  $v_{C4}(t)$  torna-se igual a zero e  $v_{C1}(t)$  atinge o valor de  $V_{in}$ .

O tempo de duração desta comutação é obtido pela seguinte equação:

$$\Delta t_1 = \frac{Cr \cdot V_{in(max)}}{I_o + I_{L1p}} \quad (7.10)$$

Para garantir que esta comutação ocorra sob tensão nula, mesmo quando a corrente  $I_o = 0$ , em um tempo máximo dado por  $\Delta t_1(max)$ , a corrente  $I_{L1p}$  deve ser:

$$I_{L1p} \geq \frac{Cr \cdot V_{in(max)}}{\Delta t_1(max)} \quad (7.11)$$

A comutação do braço esquerdo é menos crítica do que a do braço direito. Portanto, a corrente  $I_{L1p}$  é geralmente menor do que  $I_{L2p}$ .

#### 7.3.4. - PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento de projeto, utilizado para o conversor em ponte completa com comutação dissipativa convencional ("Conventional Full-Bridge Hard-Switching"), com limitação da densidade de fluxo, pode ser empregado para a obtenção do transformador e dos indutores deste conversor [33].

Usando este método, a elevação de temperatura máxima nestes elementos, obtida experimentalmente, foi de 40°C.

Um exemplo prático de projeto é dado a seguir, tendo como objetivo satisfazer às seguintes especificações básicas:

- tensão de entrada: 220 V  $\pm$  15% ; 60 Hz
- tensão de saída: 52,8/57,6 V - CC
- corrente de saída nominal: 25 A
- rendimento: maior do que 0,9
- máximo erro estático na tensão de saída:  $\pm$  1%
- ruídos de chaveamento na tensão de saída ("spike noise") < 200 mV - pp
- ondulação de corrente alternada de 120 Hz na tensão de saída ("AC noise"): < 48 mV eficaz
- ruído psofométrico: < 2 mV
- convecção natural

Assumiu-se que os valores máximo e mínimo da tensão no barramento de corrente contínua são iguais a:

$$V_{in(max)} = 340 \text{ V} \text{ e } V_{in(min)} = 240 \text{ V}$$

a - Transformador

a.1 - Determinação do Núcleo:

O produto de áreas do núcleo pode ser obtido usando a seguinte equação:

$$A_e.A_w = \frac{P_{in(max)} \cdot 10^4}{K_t.K_u.K_p.J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2.f_s} \quad (cm)^4 \quad (7.12)$$

onde:

$A_e$  - área efetiva da perna central do núcleo

$A_w$  - área da janela do núcleo com carretel

$P_{in(max)} = P_o(max)/\eta = 1600 \text{ W}$  (potência de entrada no barramento CC)

$\eta = 0.9$  (rendimento mínimo)

$P_o(max) = V_o(max).I_o = 57,6 \times 25 = 1440 \text{ W}$  (potência de saída)

$K_t = I_{in(CC)}/I_{prim}$  (eficaz) (fator de topologia)

$K_u$  - fator de utilização da janela do núcleo

$K_p$  - fator de utilização do primário

$K_t = 1$ ;  $K_u = 0,4$  e  $K_p = 0,41$  para o conversor em ponte completa

$J_{max} = 300 \text{ A/cm}^2$  (densidade de corrente máxima)

$\Delta B_{max} = 0,12 \text{ T}$  (excursão da densidade do fluxo máxima)

$f_s = 100 \text{ kHz}$  (frequência de chaveamento)

Com estes valores resulta:  $A_e.A_w = 13,6 \text{ cm}^4$ . Escolheu-se um núcleo de ferrite com o produto  $A_e.A_w$  maior do que o valor obtido pela equação (7.12). O objetivo disto é o de se ter uma menor elevação de temperatura no núcleo. O núcleo escolhido foi o: E - 65/39 IP - 6 THORNTON, cujos parâmetros são:

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2 \quad \text{e} \quad A_w = 3,70 \text{ cm}^2$$

#### a.2 - Determinação do Número de Espiras do Primário:

O número mínimo de espiras do primário é calculado pela equação abaixo:

$$N_p \geq \frac{V_{in(min)} \cdot 10^4}{2.A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \quad (7.13)$$

para  $V_{in(min)} = 240 \text{ V}$ , chega-se a:  $N_p \geq 12,5$  espiras.

### a.3 - Determinação da Relação de Transformação:

A relação de transformação  $n$  é obtida por:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{0,95 \cdot \left( V_{in(min)} - 2 \cdot V_{DS_{on}} \right) \cdot Ds(max)}{V_o(max) + V_F} \quad (7.14)$$

onde:

$V_{DS_{on}} = 5,4 \text{ V}$  (tensão de condução dos MOSFETs)

$V_F = 1 \text{ V}$  (tensão de condução do diodo retificador de saída)

$Ds(max) = 0,8$  (razão cíclica efetiva máxima no secundário)

A partir destes valores, chega-se a:  $n = 3$ .

### a.4 - Determinação do Número de Espiras de Cada Secundário:

O número de espiras de cada um dos dois secundários é obtido por:

$$N_s = \text{número inteiro de: } N_p/n \quad (7.15)$$

O número de espiras do primário deve ser recalculado pela seguinte equação:

$$N_p = n \cdot N_s \quad (7.16)$$

para  $n = 3$  e  $N_s = 5$ ; chega-se a:  $N_p = 15$  espiras.

### a.5 - Dimensionamento dos Fios de Cada Secundário:

A corrente eficaz em cada secundário do transformador é obtida pela seguinte equação:

$$I_{s \text{ ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (7.17)$$

para  $I_o = 25 \text{ A}$  resulta  $I_{s \text{ ef}} = 17,68 \text{ A}$ .

A área total dos fios do secundário é obtida por:

$$S_{Ts} = \frac{I_{s\ ef}}{J_{\max}} \quad (7.18)$$

para  $I_{s\ ef} = 17,68\text{ A}$  e  $J_{\max} = 300\text{ A/cm}^2$  chega-se a:  $S_{Ts} = 0,058933\text{ cm}^2$ .

Para evitar o efeito pelicular e minimizar o efeito de proximidade, quando circula pelos enrolamentos do transformador corrente alternada de alta frequência (próxima ou superior a 100 kHz), deve-se associar fios em paralelo, formando o fio Litz. Neste caso, o raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração  $\Delta$ . Recomenda-se também, para minimizar o efeito de proximidade, o emprego de uma única camada de fios para cada enrolamento.

A profundidade de penetração é obtida pela equação:

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad (7.19)$$

Para  $f_s = 100\text{ kHz}$ , a profundidade de penetração resulta:  $\Delta = 0,023717\text{ cm}$ . Para este caso o fio 24 AWG foi escolhido, o qual apresenta área da seção transversal:  $S_f = 0,002077\text{ cm}^2$ .

O número total de fios que devem ser associados em paralelo é obtido pela seguinte equação:

$$n_f = \frac{S_{Ts}}{S_f} \quad (7.20)$$

Para este caso encontra-se:  $n_f = 29$  fios.

#### a.6 - Dimensionamento dos Fios do Primário:

A corrente eficaz no primário é obtida através da equação:

$$I_{\text{prim ef}} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (7.21)$$

para  $I_o = 25\text{ A}$  e  $N_s/N_p = 5/15$  resulta:  $I_{\text{prim ef}} = 8,33\text{ A}$ .

Seguindo a mesma metodologia do item anterior chega-se a: 14 fios 24 AWG.

#### a.7 - Cálculo Térmico

##### a.7.1 - Perdas no Cobre:

As perdas no cobre podem ser obtidas pela equação:

$$P_{cu} = R_c \cdot N \cdot l_t \cdot \frac{I_{ef}^2}{n_f} \quad (7.22)$$

onde:

$P_{cu}$  = perdas no cobre (W)

$R_c$  = resistência por unidade de comprimento ( $\Omega/\text{cm}$ )

$N$  = número de espiras

$l_t$  = comprimento médio de uma espira (cm)

$I_{ef}$  = corrente eficaz (A)

$n_f$  = número total de fios

As perdas no cobre no primário do transformador, obtidas a partir da equação (7.22) e para:

$R_c = 0,001125 \, \Omega/\text{cm}$  (para o fio 24 AWG à  $100^\circ \text{C}$ )

$N_p = 15$

$l_t = 17,4 \, \text{cm}$  (para o núcleo E65/39)

$I_{\text{prim ef}} = 8,33 \, \text{A}$

$n_f = 14$

são iguais a:  $P_{cu_{\text{prim}}} = 1,45 \, \text{W}$ .

As perdas no cobre em cada secundário do transformador para:  $N_s = 5$ ;  $I_{s \text{ ef}} = 17,68 \, \text{A}$  e  $n_f = 29$  são iguais a:  $P_{cu_s} = 1,05 \, \text{W}$ .

O total de perdas no cobre é dado por:  $P_{tcu} = P_{cu_{\text{prim}}} + 2 \cdot P_{cu_s} = 3,55 \, \text{W}$ .

##### a.7.2 - Perdas no Núcleo:

As perdas no núcleo de ferrite podem ser obtidas através da seguinte equação:



$$P_n = (\Delta B_{\max})^{2.4} \cdot (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_n \quad (7.23)$$

onde:

$P_n$  = perdas no núcleo (W)  
 $\Delta B_{\max}$  = excursão da densidade de fluxo máxima (T)  
 $K_H$  = coeficiente de perdas por histerese  
 $K_E$  = coeficiente de perdas por correntes parasitas  
 $f_s$  = frequência de chaveamento (Hz)  
 $V_n$  = volume do núcleo (cm<sup>3</sup>)

Para a ferrite:  $K_H = 4 \times 10^{-5}$  e  $K_E = 4 \times 10^{-10}$ .

As perdas no núcleo do transformador para:  $\Delta B_{\max} = 0,12$  T;  $f_s = 100$  kHz; e  $V_n = 117,3$  cm<sup>3</sup> são iguais a:  $P_n = 5,79$  W.

#### a.7.3 - Elevação de Temperatura no Núcleo do Transformador:

A elevação de temperatura no núcleo do transformador pode ser obtida pela seguinte equação:

$$\Delta T_n = P_t \cdot R_t \quad (7.24)$$

onde:

$\Delta T_n$  - elevação de temperatura no núcleo do transformador (°C)  
 $P_t = P_{tcu} + P_n$  - total de perdas no núcleo (W)  
 $R_t$  - resistência térmica do núcleo para convecção natural (°C/W)

A resistência térmica do núcleo pode ser obtida através da seguinte equação:

$$R_t = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0.37} \quad (7.25)$$

Para:  $A_e = 7,98$  cm<sup>2</sup> e  $A_w = 3,70$  cm<sup>2</sup> a resistência térmica do núcleo fica sendo:  $R_t = 6,57$  °C/W.

Com o total de perdas no núcleo igual a:  $P_t = 9,34$  W, a elevação de temperatura no núcleo do transformador fica igual à:  $\Delta T_n = 61,4$  °C.

#### a.8 - Parâmetros do Transformador Obtidos Experimentalmente:

Os parâmetros medidos no primário do transformador foram:

$L_m = 400 \mu H$  (indutância de magnetização)

$L_{lk} = 3 \mu H$  (indutância de dispersão)

## b - Indutor Ressonante $L_r$

### b.1 - Determinação da Indutância $L_r$ :

A determinação do valor da indutância  $L_r$  é feita considerando a redução na razão cíclica, que é apresentada na equação (7.1). Entretanto, deve-se ressaltar o fato de que quanto menor o valor de  $L_r$  maior será a corrente  $I_{L2p}$ , como mostra a equação (7.9).

Assumindo uma redução de razão cíclica  $\Delta D$ , a partir da equação (7.1) chega-se a:

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_{in(min)}}{4 \cdot f_s \cdot (N_s/N_p) \cdot I_o} \quad (7.26)$$

Assumindo  $\Delta D = 0,15$  e para:  $V_{in(min)} = 240 V$ ;  $f_s = 100 \text{ kHz}$ ;  $N_s/N_p = 5/15$ ; e  $I_o = 25 A$ , encontra-se:  $L_r = 11 \mu H$ .

Subtraindo os  $3 \mu H$  medidos de indutância de dispersão no primário do transformador, resulta:  $L_{ra} = 8 \mu H$ , que é a indutância ressonante efetiva.

### b.2 - Determinação do Núcleo:

O produto de áreas do núcleo pode ser obtido usando a seguinte equação:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{ra} \cdot I_{pk} \cdot I_{ef} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (cm^4) \quad (7.27)$$

onde:

$L_{ra}$  - indutância ressonante efetiva (H)

$I_{pk}$  - corrente de pico no indutor  $L_r$  (A)

$I_{ef}$  - corrente eficaz no indutor  $L_r$  (A)

$K_w = K_u \cdot K_p$  - fator de enrolamento

$B_{max}$  - densidade de fluxo máxima (T)

$J_{max}$  - densidade de corrente máxima ( $A/cm^2$ )

A corrente de pico no indutor  $L_r$  é obtida pela equação:

$$I_{pk} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \left( I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \right) \quad (7.28)$$

Considerando os seguintes valores:  $L_{ra} = 8 \mu H$ ;  $\Delta I_{L_o} = 0,1 \times I_o = 2,5 A$ ;  $I_{pk} = 8,75$ ;  $I_{ef} = 8,33 A$ ;  $K_w = 0,7$ ;  $B_{max} = 0,06 T$  e  $J_{max} = 300 A/cm^2$ ; chega-se a:  $A_e \cdot A_w = 0,46 cm^4$ .

Neste caso, foi escolhido um núcleo com produto  $A_e \cdot A_w$  bem maior do que o obtido anteriormente. Esta escolha teve como objetivo, acomodar os fios do enrolamento deste indutor em uma única camada.

O núcleo de ferrite E - 42/15 IP - 6 THORNTON foi o escolhido, cujos parâmetros são:  $A_e = 1,81 cm^2$ ;  $A_w = 1,57 cm^2$ ;  $l_t = 8,7 cm$  e  $V_n = 17,10 cm^3$ .

#### b.3 - Determinação do Número de Espiras:

O número de espiras do indutor  $L_r$  é obtido através da equação:

$$N = \frac{L_{ra} \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \quad (7.29)$$

Para  $L_{ra} = 8 \mu H$ ;  $I_{pk} = 8,75 A$ ;  $B_{max} = 0,06 T$  e  $A_e = 1,81 cm^2$ , resulta:  $N = 7$  espiras.

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o dimensionamento dos fios do transformador, chega-se a: 14 fios 24 AWG.

#### b.4 - Determinação do Entreferro:

O entreferro pode ser calculado usando a seguinte equação:

$$lg = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_{ra}} \quad (cm) \quad (7.30)$$

onde:

$lg$  - entreferro do núcleo (cm)

$\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$  - permeabilidade do ar

$\mu_r = 1$  - permeabilidade relativa

$N$  - número de espiras

$L_{ra}$  - indutância ressonante efetiva (H)

Para  $N = 7$  espiras;  $A_e = 1,81 \text{ cm}^2$  e  $L_{ra} = 8 \text{ } \mu\text{H}$ , resulta:  $l_g = 0,14 \text{ cm}$ .

Sendo o núcleo escolhido do tipo E-E, pode-se dividir o entreferro em duas partes iguais. Com isto, a perna central (que tem seção transversal igual ao dobro das pernas laterais), fica com a metade do valor do entreferro, e as pernas laterais com a outra metade. Assim tem-se:  $l_g/2 = 0,70 \text{ mm}$ .

#### b.5 - Cálculo Térmico:

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o cálculo térmico do transformador, chega-se a:

$$P_{cu} = 0,34 \text{ W (perdas no cobre)}$$

$$P_n = 0,84 \text{ W (perdas no núcleo)}$$

$$\Delta T_n = 18,5^\circ\text{C (elevação de temperatura no núcleo)}$$

#### c - Indutor Auxiliar de Comutação $L_1$

Determinação da indutância  $L_1$ :

Assumindo que  $\Delta t_{1(\max)} = 300 \text{ ns}$ , e a partir da equação (7.11), com  $C_r = 800\text{pF}$ , chega-se a:  $I_{L1p} = 1\text{A}$ .

A indutância  $L_1$  é obtida pela equação:

$$L_1 = \frac{V_{in(\max)}}{8 \cdot f_s \cdot I_{L1p}} \quad (7.31)$$

Com  $V_{in(\max)} = 340 \text{ V}$ ;  $f_s = 100 \text{ kHz}$  e  $I_{L1p} = 1\text{A}$ , resulta:  $L_1 = 425 \text{ } \mu\text{H}$ .

A forma de onda da corrente no indutor  $L_1$  é triangular. Portanto, o valor eficaz da corrente pode ser obtido pela equação:

$$I_{ef} = \frac{I_{L1p}}{\sqrt{3}} \quad (7.32)$$

Os enrolamentos dos indutores auxiliares de comutação estão submetidos a baixos valores de corrente eficaz, o que produz pequenas perdas no cobre.

Assim sendo, pode-se admitir maiores valores de densidade de fluxo. Entretanto, deve-se considerar que isto aumenta as perdas no núcleo.

Assumindo  $B_{\max} = 0,12 \text{ T}$  e seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor  $L_r$ , chega-se ao núcleo: E - 30/7 IP - 6 THORTON cujos parâmetros são:

$$A_e = 0,6 \text{ cm}^2; A_w = 0,8 \text{ cm}^2; l_t = 5,6 \text{ cm e } V_n = 4,0 \text{ cm}^3.$$

Número de espiras = 60 espiras do fio 24 AWG

$$\text{Entreferro} = l_g/2 = 0,32 \text{ mm}$$

$$\text{Perdas no cobre} = P_{cu} = 0,13 \text{ W}$$

$$\text{Perdas no núcleo} = P_n = 1,04 \text{ W}$$

$$\text{Elevação de temperatura no núcleo: } \Delta T_n = 35,3^\circ\text{C}$$

d - Indutor Auxiliar de Comutação  $L_2$

Determinação da indutância  $L_2$ :

A partir da equação (7.9), e para  $V_{in(\max)} = 340 \text{ V}$ ;  $L_r = 11 \text{ } \mu\text{H}$  e  $C_r = 800 \text{ pF}$ ; encontra-se:  $I_{L2p} = 1,7 \text{ A}$ .

A indutância  $L_2$ , obtida a partir da equação (7.31), é dada por:  
 $L_2 = 250 \text{ } \mu\text{H}$ .

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor  $L_r$ , chega-se a:

Núcleo: E - 30/7 IP - 6 THORNTON

Número de espiras: 60 espiras de 2 fios 24AWG

$$\text{Entreferro: } l_g/2 = 0,54 \text{ mm}$$

$$\text{Perdas no cobre: } 0,19 \text{ W}$$

$$\text{Perdas no núcleo: } 1,04 \text{ W}$$

$$\text{Elevação de temperatura no núcleo: } \Delta T_n = 37,12^\circ\text{C}$$

e - Indutor do Filtro de Saída  $L_o$ :

A determinação da indutância  $L_o$ , deve ser feita com o objetivo de evitar a operação no modo descontínuo, quando se trabalha com corrente de carga mínima. Assim sendo, a indutância  $L_o$  pode ser obtida pela seguinte equação:

$$L_o = \frac{\left( V_o(\max) + V_F \right) \cdot \left( 1 - D_s(\min) \right)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_o}} \quad (7.33)$$

onde:

$$D_s(\min) = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{\left( V_o(\min) + V_F \right)}{V_{in}(\max)} \quad (7.34)$$

é a razão cíclica efetiva mínima no secundário.

Assumindo  $\Delta I_{L_o} = 0,1 \times I_o = 2,5 \text{ A}$ ; resulta:  $D_s(\min) = 0,47$  e  $L_o = 61 \mu\text{H}$ .

Uma vez que a corrente nos enrolamentos de  $L_o$  apresenta uma pequena ondulação de alta frequência superposta ao nível de corrente contínua, assumiu-se:  $B_{\max} = 0,3 \text{ T}$  e  $J_{\max} = 450 \text{ A/cm}^2$ .

Neste caso, podem ser desprezados os efeitos pelicular e de proximidade, assim como as perdas no núcleo.

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor  $L_r$  chega-se a:

Núcleo: E - 55/21 IP - 6 THORNTON, cujos parâmetros são:

$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$ ;  $A_w = 2,50 \text{ cm}^2$ ;  $l_t = 11,6 \text{ cm}$  e  $V_n = 42,50 \text{ cm}^3$

Número de espiras: 15 espiras de 9 fios 19 AWG (optou-se por associar fios em paralelo para facilitar a bobinagem)

Entreferro:  $lg/2 = 0,82 \text{ mm}$

Perdas no cobre: 4,26 W

Elevação de temperatura:  $\Delta T_n = 43,73^\circ\text{C}$

f - Capacitor do Filtro de Saída:

A determinação da capacitância do filtro de saída deve satisfazer à especificação de ruídos de chaveamento na tensão de saída  $\Delta V_o$ . A partir disto, a capacitância  $C_o$  pode ser obtida pela seguinte equação:

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (7.35)$$

Para  $\Delta I_{L_o} = 2,5 \text{ A}$ ;  $f_s = 100 \text{ kHz}$  e  $\Delta V_o = 0,2 \text{ V}$ ; resulta:  $C_o = 15 \mu\text{F}$ .

A máxima resistência série equivalente do capacitor do filtro de saída,  $RSE_{max}$ , é obtida pela equação:

$$RSE_{max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo}} \quad (7.36)$$

Para obter resistência série equivalente menor do que  $RSE_{max} = 0,08 \, \Omega$ , foram utilizados quatro capacitores associados em paralelo de  $220 \, \mu F/63 \, V$  da série HFC - ICOTRON.

g - Capacitor de Bloqueio em Série com o Primário do Transformador Cb3:

A determinação da capacitância de bloqueio Cb3, deve ser feita considerando a máxima queda de tensão  $\Delta V_c(max)$ , quando a tensão no barramento de corrente contínua for igual a  $V_{in(min)}$ . Assim sendo, a capacitância Cb3 pode ser obtida pela seguinte equação:

$$Cb3 = \frac{(N_s/N_p) \cdot I_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_c(max)} \quad (7.37)$$

onde:

$\Delta V_c(max)$  - máxima queda de tensão no capacitor de bloqueio Cb3

Assumindo  $\Delta V_c(max) = 0,04 \times V_{in(min)} = 9,6 \, V$ ; resulta  $Cb3 = 5 \, \mu F$ .

h - Capacitores de Bloqueio dos Circuitos Auxiliares de Comutação Cb(aux):

A determinação das capacitâncias Cb(aux) é feita utilizando a seguinte equação:

$$Cb(aux) = \frac{I_{Lp}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta V_c(max)} \quad (7.38)$$

onde:

$I_{Lp}$  - corrente de pico nos indutores auxiliares de comutação

$\Delta V_c(max)$  - máxima queda de tensão nos capacitores de bloqueio Cb(aux)

Assumindo  $\Delta V_c(max) = 0,04 \times V_{in(min)}/2 = 4,8 \, V$  e  $I_{Lp} = I_{L2p} = 1,7 \, A$ ; resulta:  $Cb1 = Cb2 = 1 \, \mu F$ .

i - Resistor de Amortecimento:

Um resistor em paralelo com os capacitores de bloqueio é um método simples mas efetivo para evitar tanto o efeito do desbalanceamento da razão cíclica, como as oscilações de baixa frequência entre o capacitor de bloqueio e a indutância de magnetização do transformador [34].

O resistor de amortecimento para o primário do transformador pode ser obtido pela equação:

$$R3 = \frac{V_{in(min)}}{(Ns/Np) \cdot I_o} \quad (7.39)$$

Os resistores de amortecimento para os circuitos auxiliares de comutação podem ser obtidos pela equação:

$$R1 = R2 = \frac{V_{in(min)}}{2 \cdot I_{Lp(max)}} \quad (7.40)$$

A partir das equações (7.39) e (7.40) chega-se a:  $R3 = 33 \, \Omega$  e  $R1 = R2 = 39 \, \Omega$ .

j - MOSFETs:

A escolha de MOSFETs, para realizar comutação sob tensão nula em altas frequências ( $\geq 100 \, \text{kHz}$ ), deve ser feita considerando principalmente o seguinte:

- a máxima tensão "Drain-Souce" -  $V_{DS(max)}$ ;
- a corrente eficaz nominal na temperatura de trabalho -  $ID_{ef}$ ;
- a corrente de pico repetitiva -  $ID_{pk}$ ;
- a resistência "Dreno-Souce" na temperatura de trabalho -  $RDS_{on}$ ;
- as capacitâncias de entrada e de saída dos MOSFETs -  $C_{iss}$  e  $C_{oss}$ ;
- o tempo de entrada em condução -  $t_{on}$  ("turn-on time") e o tempo de bloqueio ("turn-off time") -  $t_{off}$ .



A corrente eficaz nos MOSFETs é obtida pela seguinte equação:

$$ID_{ef} = \frac{Ns}{Np} \cdot Io \cdot \sqrt{\frac{Dmax}{2}} \quad (7.41)$$

onde: Dmax é a razão cíclica máxima no primário do transformador.

Para  $Ns/Np = 5/15$ ;  $Io = 25$  A e  $Dmax = 1$  resulta:  $ID_{ef} = 5,9$  A.

Considerando os seguintes dados de projeto:

$VDS = V_{in(max)} = 340$  V;  $ID_{ef} = 5,9$  A;  $ID_{pk} = 8,33$  A; e  $Tj = 100^\circ\text{C}$ , escolheu-se o MOSFET IRFP 450, uma vez que ele atende as especificações estabelecidas. Este MOSFET apresenta as seguintes características:

$VDS = 500$  V;  $ID(100^\circ\text{C}) = 8,8$  A;  $ID_{pk} = 56$  A;  $RDS_{on}(100^\circ\text{C}) = 0,65 \Omega$ ;  $t_{on} = 93$  ns;  $t_{off} = 160$  ns;  $Ciss = 200$  pF e  $Coss = 400$  pF.

k - Diodos Retificadores de Saída:

A interação do processo de recuperação reversa destes diodos com a indutância refletida ao secundário do transformador, provoca sobretensões e oscilações, que geram perdas de chaveamento. Para reduzir estas perdas, foram escolhidos diodos ultra-rápidos ("ultra-fast").

Um circuito de grampeamento pode ser utilizado para limitar o máximo valor de tensão sobre os diodos [27]. Este circuito pode ser determinado utilizando as seguintes equações:

$$V_{sc(max)} = (Ns/Np) \cdot V_{in(max)} \quad (7.42)$$

$$P_{cg} = f_s \cdot Cd \cdot \left( 2 \cdot V_{sc(max)} \right)^2 \cdot \frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} \quad (7.43)$$

$$\mu = \frac{V_{cg} - 2 \cdot V_{s(max)}}{2 \cdot V_{s(max)}} \quad (7.44)$$

onde:

$V_{sc(max)}$  - máxima tensão no secundário do transformador

$V_{cg}$  - tensão de grampeamento

$P_{cg}$  - potência dissipada no circuito de grampeamento

$C_d$  - capacitância dos diodos retificadores de saída

Considerando que a tensão sobre os diodos retificadores de saída é grampeada em  $V_{cg} = 280$  V e que a corrente média de cada diodo é  $I_o/2 = 12,5$  A, escolheu-se o diodo ultra-rápido MUR 1530, o qual apresenta as seguintes características:

$I_F = 15$  A - corrente direta

$I_{Fpk} = 30$  A - corrente de pico repetitiva

$V_R = 300$  V - tensão reversa

$t_{rr} = 60$  ns - tempo de recuperação reversa

Assumindo  $C_d = 200$  pF, com  $V_{cg} = 280$  V e  $V_{in(max)} = 340$  V, chega-se a:

$$P_{cg} = 5,3 \text{ W e } R_{cg} = V_{cg}^2 / P_{cg} = 15 \text{ k}\Omega$$

## 1 - Dimensionamento dos Dissipadores

### 1.1 - MOSFETs:

A resistência térmica dos dissipadores é obtida pela equação:

$$R_{\theta sa} = \frac{\Delta T_j}{PD} - R_{\theta jc} - R_{\theta cs} \quad (^\circ\text{C/W}) \quad (7.45)$$

onde:

$R_{\theta sa}$  - resistência térmica dos dissipadores;

$R_{\theta jc}$  - resistência térmica entre a junção e o encapsulamento do MOSFET;

$R_{\theta cs}$  - resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador;

$\Delta T_j$  - excursão da temperatura da junção;

$PD$  - potência dissipada pelo MOSFET.

Assumindo  $R_{\theta cs} = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  e  $\Delta T_j = 60^\circ\text{C}$ , e a partir dos valores de:  
 $PD = R_{DS_{on}} \times I_{D_{ef}}^2 = 23 \text{ W}$ ; e  $R_{\theta jc} = 0,7^\circ\text{C/W}$  (IRFP 450); resulta:  
 $R_{\theta sa} = 1,7^\circ\text{C/W}$ .

## 1.2 - Diodos Retificadores de Saída:

A partir da equação (7.45), para:  $PD = V_F \times I_F = 1,0 \times 12,5 = 12,5 \text{ W}$  e  
 $R_{\theta jc} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  (MUR 1530), resulta:  $R_{\theta cs} = 3,1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ .

## 7.3.5 - CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle utiliza o regulador PWM 3524, no qual uma tensão de controle  $V_c$  é comparada com uma tensão dente de serra, de valor de pico  $V_d$ . Outros dois circuitos integrados (CI - 4013 - flip-flop tipo D e CI - 4584 - inversor schmitt-trigger) convertem o sinal de tensão PWM para quatro sinais com deslocamento de fase, que comandam os MOSFETs.

Duas malhas de controle foram implementadas em paralelo. Desde a vazio até a plena carga existe somente a atuação da malha em tensão. Quando ocorre uma sobre-carga, a malha de corrente passa a atuar, mantendo a corrente de saída constante.

A malha de corrente realiza a regulação no modo "fold-back". Neste modo, a corrente de saída é mantida constante somente enquanto a tensão de saída for maior do que um nível pré-estabelecido. Abaixo deste nível, tanto a tensão como a corrente de saída são reduzidas. No caso extremo de um curto-circuito na carga, a corrente de saída é mantida em um valor de, no máximo, 50% da carga nominal.

### a) Malha de Tensão

Considerando o ganho de corrente contínua, apresentado pela equação (7.1), e a razão cíclica gerada pelo regulador PWM,  $D = V_c/V_d$ , a função de transferência a malha aberta entre a tensão de saída e a tensão de controle é obtida pela seguinte equação:

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K1}{1 + K2/R_o} \cdot \frac{1 + s/\omega_z}{1 + (s/\omega_f)/Q + (s/\omega_f)^2} \quad (7.46)$$

onde:

$$K1 = \frac{(N_s/N_p) \cdot V_{in}}{V_d} \quad (7.47)$$

$$K2 = 4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot (N_s/N_p)^2 \quad (7.48)$$

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} \text{ frequência angular ressonante do filtro de saída} \quad (7.49)$$

$$\omega_z = \frac{1}{RSE \cdot C_o} \text{ frequência angular devido a RSE do capacitor de saída} \quad (7.50)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_f \cdot ((L_o/R_o) + RSE \cdot C_o)} \text{ fator de qualidade} \quad (7.51)$$

Um compensador de dois pólos e dois zeros foi utilizado a fim de garantir: estabilidade, regulação de carga e de rede e resposta dinâmica adequada.

Utilizando-se o método do lugar geométrico das raízes ou os diagramas de Bode [33], pode-se obter estabilidade e satisfazer critérios de desempenho estabelecidos, para a regulação de tensão a malha fechada. O compensador de tensão utilizado é mostrado na Fig.7.11.

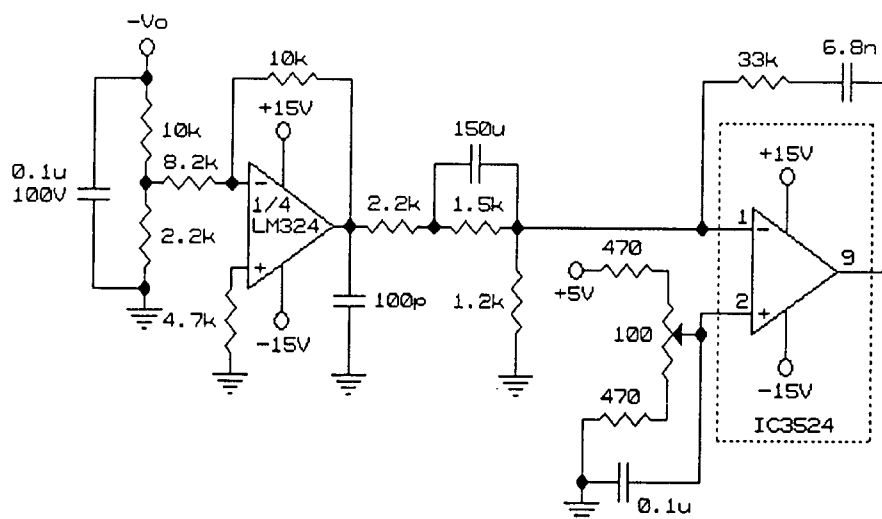


Fig.7.11 - Compensador de tensão

b) - Malha de Corrente

A função de transferência a malha aberta entre a corrente de saída e a tensão de controle, é obtida a partir da equação (7.46) dividindo o ganho de corrente contínua por  $R_o$ .

Um compensador de dois pólos e dois zeros também foi utilizado para obter os índices de desempenho estabelecidos.

O compensador de corrente utilizado é mostrado na Fig.7.12.

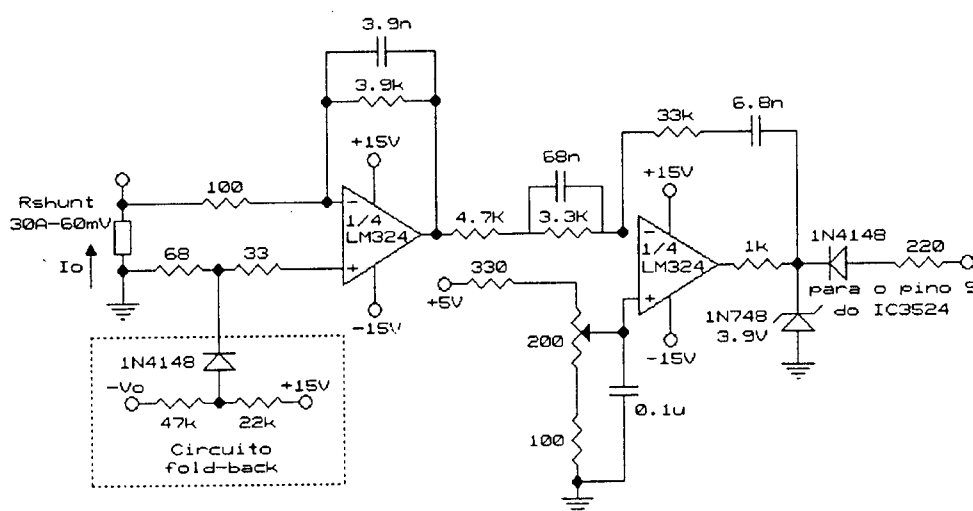


Fig.7.12 - Compensador de corrente

#### 7.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de laboratório foi implementado, a partir dos valores obtidos de projeto, com o objetivo de verificar o atendimento às especificações estabelecidas. O diagrama completo do estágio de potência é mostrado na Fig.7.13.

A Fig.7.14 mostra as comutações sob tensão nula dos MOSFETs do braço esquerdo e do braço direito. Enquanto, a Fig.7.15 mostra a tensão  $V_{AB}$  e a corrente  $i_{Lr}$  para:  $V_{in} = 270$  V;  $I_{in} = 4,8$  A;  $V_o = 57$  V e  $I_o = 20,4$  A.

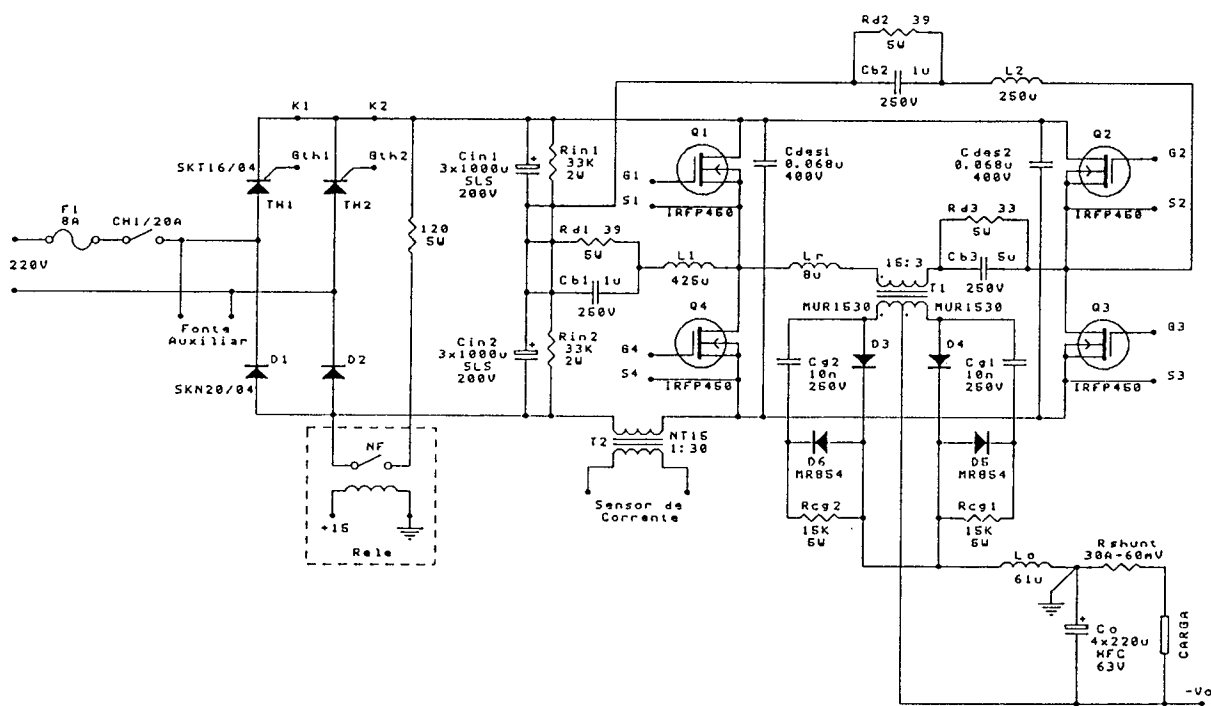


Fig 7.13 - Diagrama completo do estágio de potência.

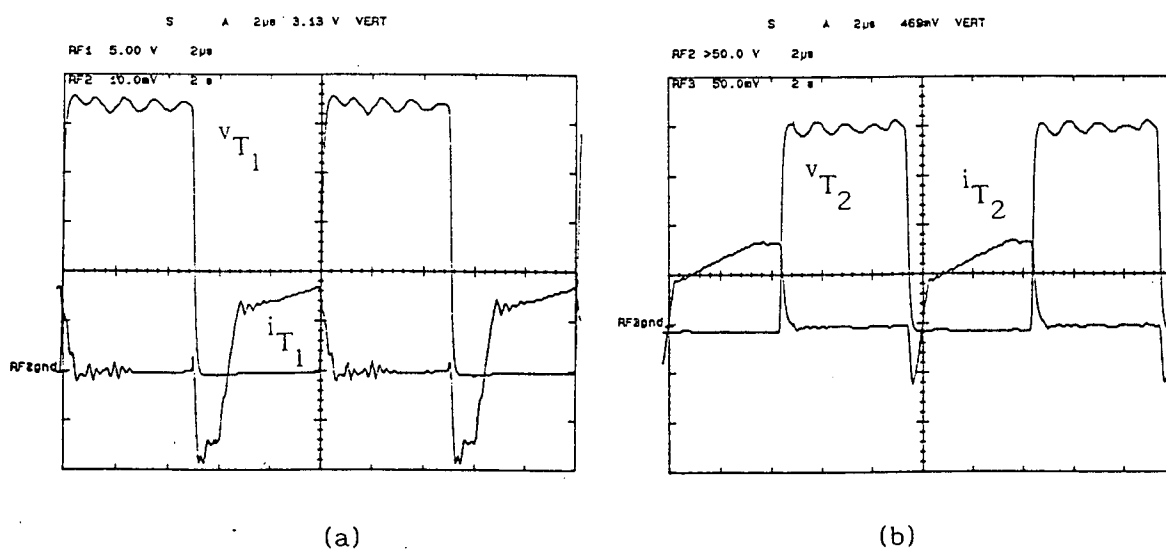


Fig.7.14 - Comutação dos MOSFETs: (a) - braço esquerdo,  $V_{T1}$  (65V/div) e  $I_{T1}$  (5A/div) e (b) - braço direito,  $V_{T2}$  (50V/div) e  $I_{T2}$  (5A/div); escala de tempo: 2  $\mu$ s/div.

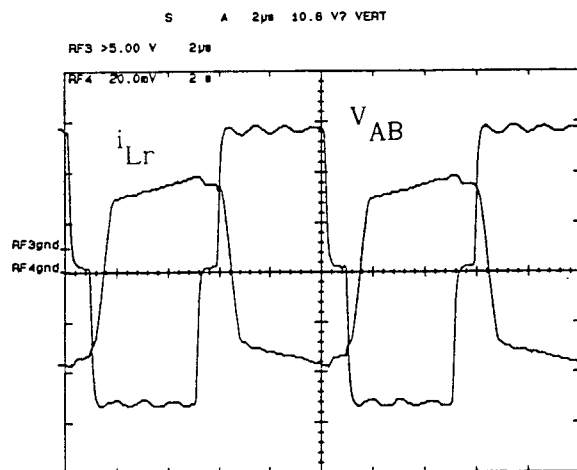


Fig.7.15 - Tensão  $V_{AB}$ (100V/div) e corrente no indutor ressonante  $i_{Lr}$ (4A/div), escala de tempo: 2  $\mu$ s/div

A Fig 7.16 mostrará a tensão nos diodos retificadores de saída, com e sem a utilização do circuito de grampeamento. A ondulação de 120 Hz na tensão de saída, com valor eficaz igual à 18,94 mV, e os ruídos de chaveamento na tensão de saída com valor pico a pico igual a 82,4 mV, para a condição nominal de operação, são mostrados na Fig.7.17.

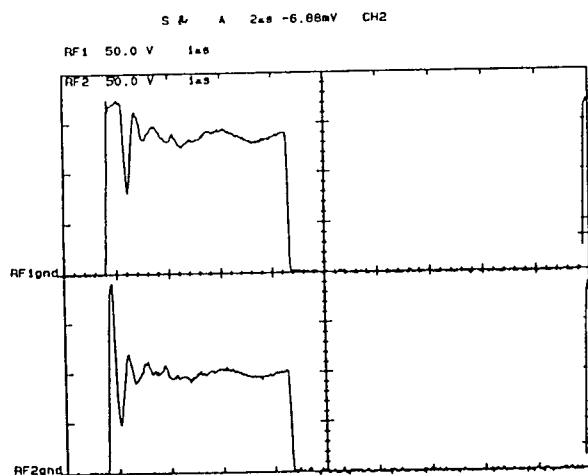


Fig.7.16 - Tensão nos diodos retificadores de saída (50V/div): curva superior com o circuito de grampeamento e  $V_{in} = 220V$  (tensão no barramento CC), e curva inferior sem o circuito de grampeamento e  $V_{in} = 150V$ , escala de tempo: 1  $\mu$ s/div

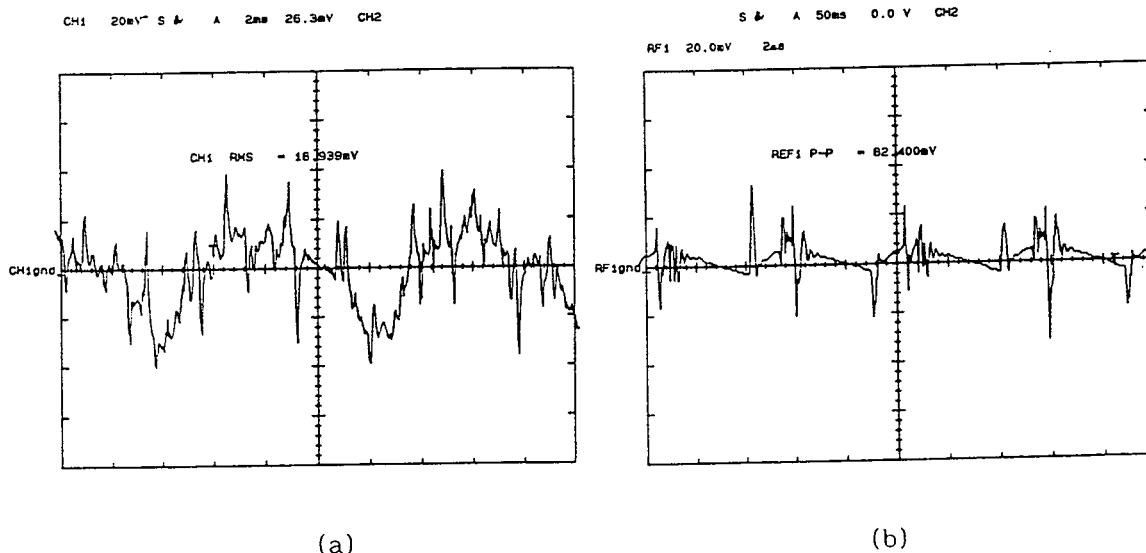


Fig.7.17 (a) - Ondulação de tensão alternada de 120 Hz na saída (20mv/div), escala de tempo: 2ms/div, e (b) - ruídos de chaveamento na tensão de saída (20mv/div), escala de tempo: 2 $\mu$ s/div).

As características de saída a malha aberta e a malha fechada são mostradas na Fig.7.18.

A curva de rendimento da unidade retificadora para a tensão da rede de alimentação de 220 V e para  $V_o = 57,6$  V, é mostrada na Fig.7.19, sendo igual à 93% com carga nominal.

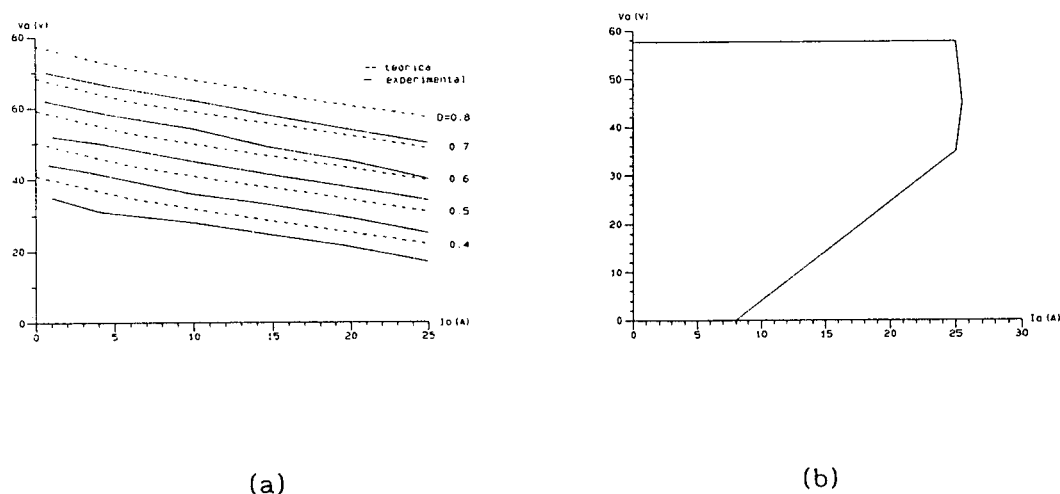


Fig.7.18 - Características de saída: (a) - malha aberta e (b) - malha fechada.



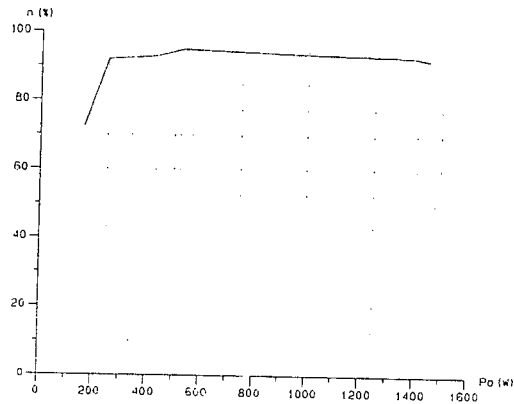


Fig.7.19 - Curva de Rendimento.

## 7.5 - CONCLUSÃO

A partir da análise e da verificação experimental realizada para a unidade retificadora de 25 A/48 V, apresentada neste capítulo, conclui-se que ela tem plena condição de substituir os equipamentos convencionais baseados em tiristores.

Introduziu-se um método simples e eficaz para realizar o carregamento lento dos capacitores de entrada, limitando a corrente de partida.

Com a utilização de circuitos auxiliares de comutação, o conversor CC-CC proporciona comutação sob tensão nula desde a vazio até a plena carga.

A confiabilidade da unidade retificadora é aumentada com a utilização do princípio do tiristor-dual. O qual também ajusta o tempo morto de cada braço do conversor CC-CC.

Através de um circuito de grampeamento, a máxima tensão sobre os diodos retificadores de saída fica limitada. Este circuito provoca uma pequena dissipação de potência, não ultrapassando a 1% da potência nominal.

Foi utilizado um estágio de entrada convencional, o qual apresenta baixo fator de potência e tensão variável no barramento de corrente contínua. Sendo esta a principal característica que deve ser melhorada nesta unidade.

## CAPÍTULO VIII

### CONVERSOR EM PONTE COMPLETA COM CONTROLE PWM E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA

#### 1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de alimentação que utilizam o estágio de entrada constituído por uma ponte retificadora e um capacitor de filtragem, solicitam da rede de alimentação pulsos estreitos de corrente, na região próxima ao pico da tensão de entrada. Isto resulta em um baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico na rede de alimentação. Filtros passivos têm sido utilizados para minimizar tais efeitos. Entretanto, isto leva a elementos de filtragem volumosos e pesados, já que eles são projetados para baixas frequências (na faixa de valores da frequência da rede de alimentação). Além disto, esta solução não tem se mostrado muito eficiente para operação em toda faixa de carga [35].

Atualmente, a solução mais empregada é a utilização do conversor boost como pré-regulador. A correção ativa do fator de potência utiliza o conversor boost no modo contínuo. Neste caso, a corrente no indutor boost é continuamente monitorada e controlada para seguir uma referência senoidal de corrente proporcional a tensão retificada da rede de alimentação [36].

Outro método para a correção do fator de potência utiliza, o conversor boost no modo descontínuo. Neste caso a corrente de entrada segue naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada [37].

Uma nova topologia foi proposta recentemente para correção do fator de potência [38], a qual utiliza um conversor no modo ressonante, operando com frequência variável, sem correção ativa.

A partir da topologia proposta em [38], mas tendo como objetivo a correção do fator de potência com frequência constante, este capítulo propõe a

utilização do conversor em ponte completa com controle PWM e comutação sob tensão nula sem correção ativa, operando como estágio pré-regulador.

Uma vez que a corrente de entrada segue naturalmente a tensão da rede de alimentação, uma única malha de controle foi utilizada para manter a tensão de saída constante dentro da faixa de variação da rede de alimentação e para toda faixa de variação da carga

## 8.2. ESTRUTURA PROPOSTA

A estrutura básica proposta é composta pelas seguintes partes:

- uma ponte retificadora de entrada;
- uma ponte completa de MOSFETs;
- um transformador de relação unitária;
- uma ponte de diodos que comutam em alta frequência;
- um indutor série  $L_s$ ;
- um indutor  $L_f$  e um capacitor  $C_f$  de filtragem, que evitam circulação de corrente de alta frequência na ponte retificadora de entrada e na rede de alimentação;
- dois circuitos auxiliares de comutação, que garantem a comutação sob tensão nula nos MOSFETs desde a vazio até plena carga.

O diagrama do estágio de potência é mostrado na Fig.8.1.

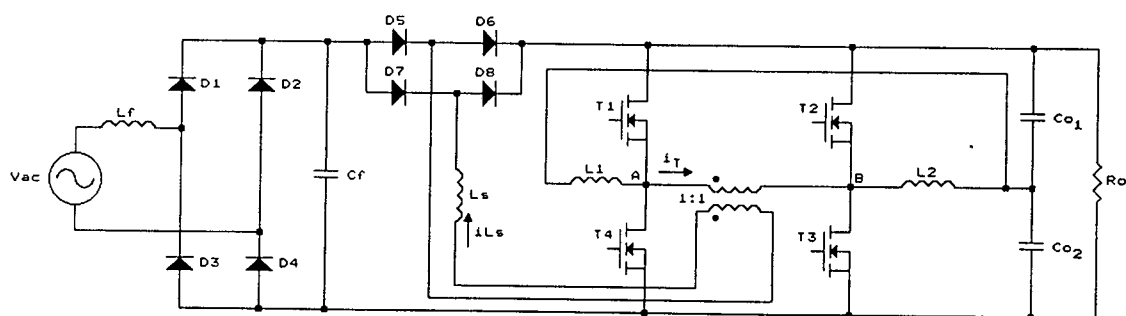


Fig.8.1 - Diagrama do estágio de potência do conversor proposto.

### 8.3 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Este conversor trabalha com frequência constante e controle por modulação da largura de pulso ("PWM"). Isto é realizado, através do deslocamento de fase ("phase-shift") entre os comandos dos MOSFETs.

Os circuitos auxiliares de comutação, garantem comutação sob tensão nula durante todo o período da tensão de entrada retificadora e em toda faixa de carga.

O princípio de operação do conversor é estabelecido a partir das seguintes considerações:

- a tensão no secundário do transformador tem valor igual ao da tensão de saída  $V_o$ . Com isto, fica garantida condução de corrente na rede de alimentação, durante todo o período;
- a tensão na saída da ponte retificadora de entrada é igual à tensão da rede de alimentação retificada, uma vez que existe condução de corrente durante todo o período;
- a tensão sobre o indutor série  $L_s$  é constante em cada período de chaveamento, uma vez que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência da rede de alimentação;
- o conversor opera como elevador de tensão ("boost"), ou seja, a tensão de saída  $V_o$  é sempre maior do que a máxima tensão de pico da rede de alimentação. Isto é garantido por um valor apropriado da indutância  $L_s$ .

Este conversor apresenta dois modos de operação, em relação à forma de onda da corrente no indutor  $L_s$ , que são os seguintes:

1 - Modo de Condução Totalmente Descontínua - MCD: neste modo, existe condução descontínua de corrente no indutor  $L_s$  durante todo o período da tensão de entrada retificada. Este modo ocorre quando:

$$D < 1 - \frac{V_p}{V_o} \quad (8.1)$$

2 - Modo de Condução Contínua e Descontínua - MCC: neste modo, existe condução contínua de corrente no indutor  $L_s$  durante parte do período da tensão de entrada retificada e condução descontínua no restante do período. Este modo ocorre quando:

$$D \geq 1 - \frac{V_p}{V_o} \quad (8.2)$$

A condução contínua de corrente em  $L_s$  ocorre quando o deslocamento angular da tensão de entrada retificada, situa-se dentro do seguinte intervalo:

$$\theta_1 \leq \theta \leq \pi - \theta_1 \quad (8.3)$$

onde:

$$\theta = \omega t = 2\pi f_L t \quad (8.4)$$

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left[ \frac{V_o}{V_p} \cdot (1 - D) \right] \quad (8.5)$$

$\theta$  - deslocamento angular (rad)

$\omega$  - frequência angular da rede de alimentação (rad/s)

$f_L$  - frequência da rede de alimentação (Hz)

$V_o$  - tensão de saída (V)

$V_p$  - tensão de pico da rede de alimentação (V)

$D$  - razão cíclica

Para  $\theta < \theta_1$  e  $\theta > \pi - \theta_1$  a tensão de entrada é relativamente bem menor do que a tensão de saída, e portanto, a corrente no indutor  $L_s$  torna-se descontínua.

Os dois modos de operação podem ser observados pelos resultados de simulação mostrados na Fig.8.2, os quais foram obtidos para:  $V_p = 300$  V;  $V_o = 370$  V;  $L_s = 4,5$  mH;  $f_L = 60$  Hz e  $f_s = 1500$  Hz.

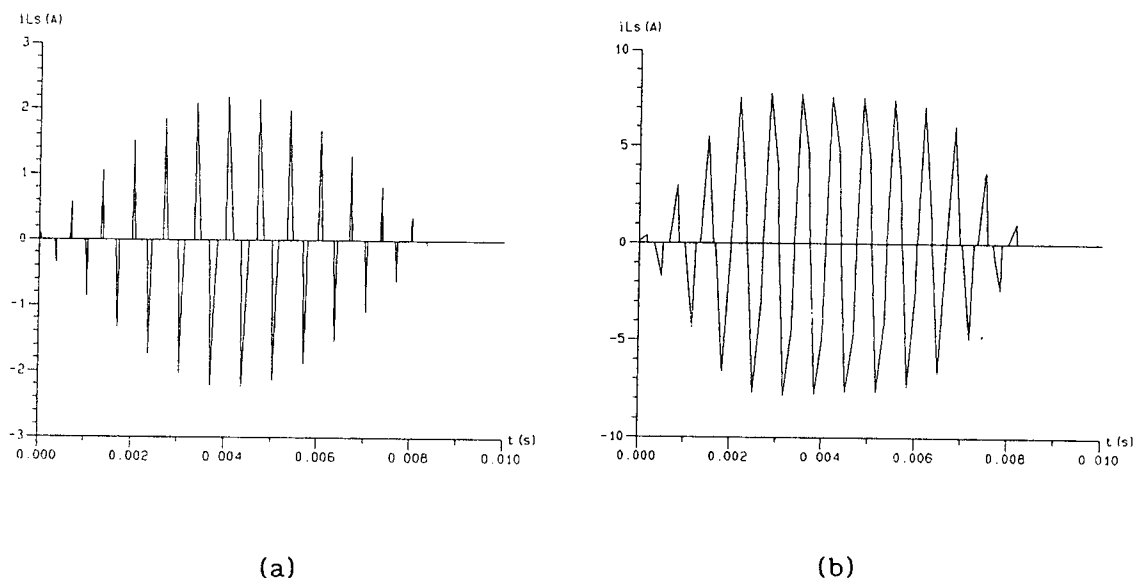


Fig.8.2 - Modos de operação: (a) modo de condução completamente descontínua para  $D = 0,1$  e (b) modo de condução contínua e descontínua para  $D = 0,5$ .

#### 8.4 - ETAPAS DE OPERAÇÃO E FORMAS DE ONDA

A fim de simplificar a análise são feitas as seguintes considerações:

- todas as chaves semicondutoras são ideais;
- as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs são iguais e constantes;
- o valor da indutância de dispersão do transformador está incluída na indutância série  $L_s$ ;
- a corrente de magnetização do transformador é desprezível;
- os indutores auxiliares de comutação são considerados fonte de corrente durante a comutação;
- o intervalo de tempo de comutação é desprezível comparado com o período de chaveamento;
- os capacitores de bloqueio são considerados curtos-circuitos na frequência de chaveamento;
- os capacitores de saída são considerados como uma fonte de tensão.

##### a) Operação com Condução Contínua de Corrente em $L_s$ em um Período de Chaveamento

Em um semi-período de chaveamento, o conversor apresenta cinco etapas de operação. Os circuitos equivalentes destas etapas são mostrados na Fig.8.3. A operação do conversor é descrita a seguir:

No instante  $t_0$ , a corrente no indutor  $L_s$ , e no primário do transformador são iguais a zero, e as chaves semicondutoras  $S_1$  e  $S_3$  estão em condução.

1ª etapa - crescimento linear de  $i_{Ls}(t)$  ( $t_0, t_1$ ): durante esta etapa a corrente  $i_{Ls}(t)$  cresce linearmente de acordo com a equação:

$$i_{Ls}(t) = \frac{V_p \cdot \sin \theta}{L_s} (t - t_0) \quad (8.6)$$

Esta etapa termina no instante  $t_1$ , quando  $i_{Ls}(t_1) = I_1$ .

2ª etapa - comutação do braço esquerdo ( $t_1, t_2$ ): no instante  $t_1$ , a chave semicondutora  $S_1$  é bloqueada. As tensões  $v_{C1}(t)$  e  $v_{C4}(t)$  variam de forma linear até o instante  $t_2$  quando  $v_{C1}(t_2) = V_o$  e  $v_{C4}(t_2) = 0$ . Durante esta etapa o indutor  $L_1$  é considerado uma fonte de corrente.

3ª etapa - roda livre ( $t_2, t_3$ ): no instante  $t_2$ , o diodo  $D_4$  entra em condução, e logo após, a chave semicondutora  $S_4$  é comandada para entrar em condução. Durante esta etapa a corrente no primário do transformador  $i_T(t)$  se mantém em roda livre através de  $D_4$ ,  $S_4$  e  $S_3$ , e decresce linearmente da mesma forma que  $i_{Ls}(t)$ , que segue a equação:

$$i_{Ls}(t) = I_1 - \frac{V_o - V_p \cdot \sin \theta}{L_s} \cdot (t - t_2) \quad (8.7)$$

Esta etapa termina no instante  $t_3$ , quando  $i_{Ls}(t_3) = I_2$ .

4ª etapa - comutação do braço direito ( $t_3, t_4$ ): no instante  $t_3$ , a chave semicondutora  $S_3$  é bloqueada. As tensões  $V_{C2}(t)$  e  $V_{C3}(t)$  variam de forma linear até o instante  $t_4$  quando  $V_{C2}(t_4) = 0$  e  $V_{C3}(t_4) = V_o$ . Durante esta etapa o indutor  $L_2$  é considerado uma fonte de corrente.

5ª etapa - decrescimento linear de  $i_{Ls}(t)$  ( $t_4, t_5$ ): no instante  $t_4$ , o diodo  $D_2$  entra em condução e, logo após, a chave semicondutora  $S_2$  é comandada para entrar em condução. Durante esta etapa, a corrente no primário do transformador  $i_T(t)$  e a corrente  $i_{Ls}(t)$  decrescem linearmente de acordo com a equação:

$$i_{Ls}(t) = I_2 - \frac{2 \cdot V_o - V_p \cdot \sin \theta}{L_s} \cdot (t - t_4) \quad (8.8)$$

Esta etapa termina no instante  $t_5$ , quando  $i_{Ls}(t)$  torna-se igual a zero.



Em regime permanente, as outras etapas de operação são simétricas às mostradas na Fig.8.3. As principais formas de onda ideais, e o período de condução das chaves semicondutoras são mostrados na Fig.8.4.

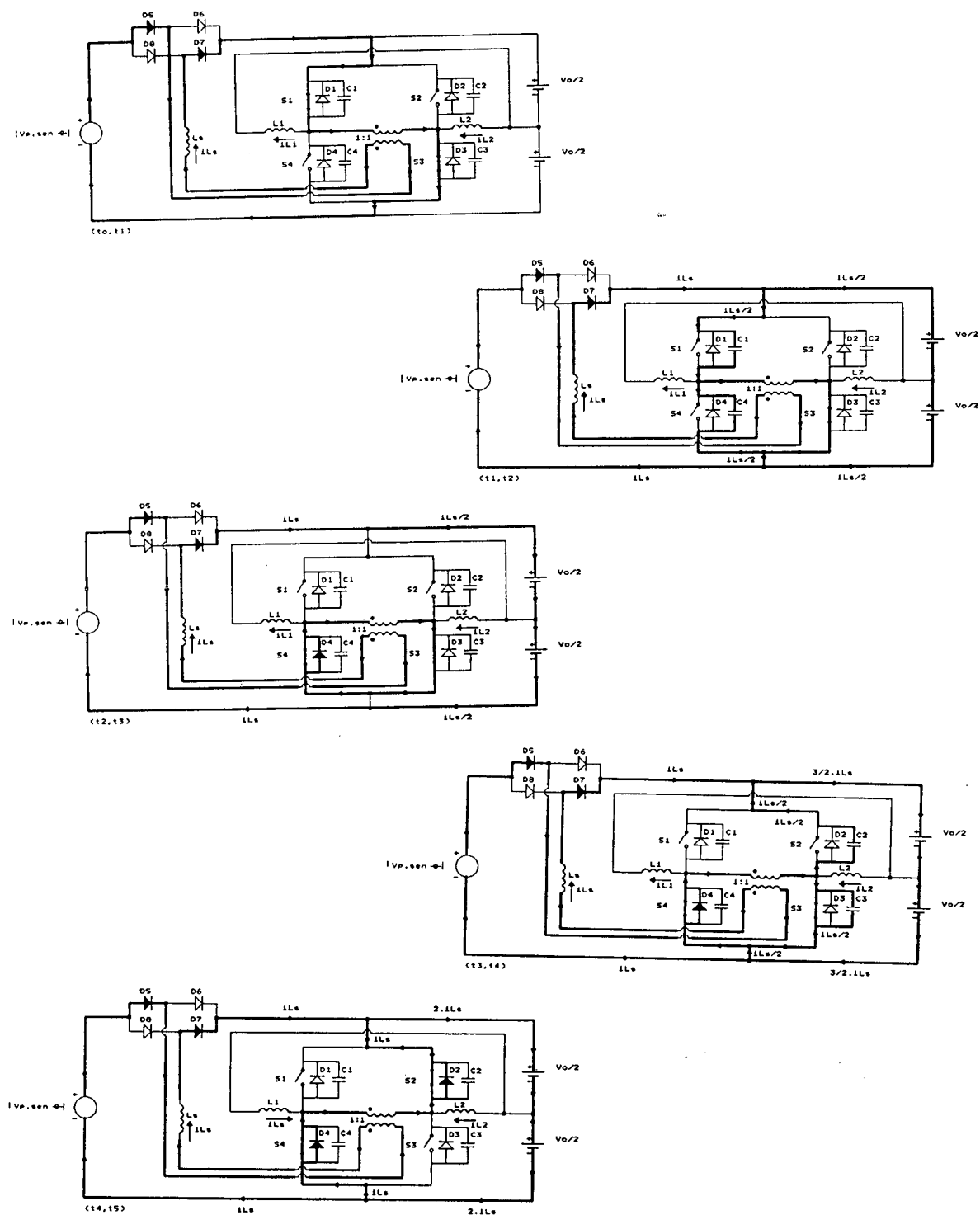


Fig.8.3 - Etapas de operação com condução contínua de corrente em  $L_s$ .

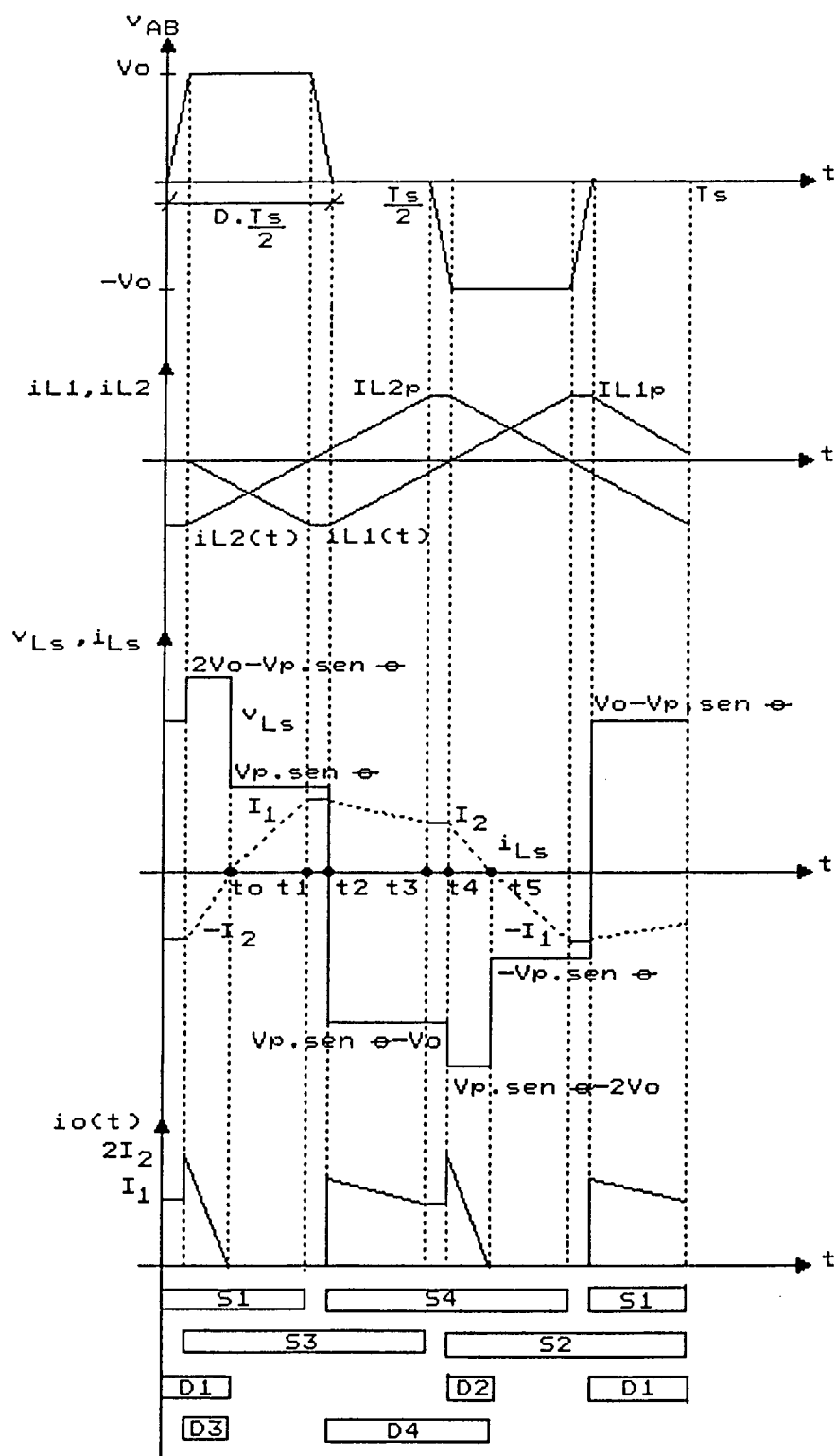


Fig.8.4 - Principais formas de ondas ideais e período de condução das chaves para operação do conversor com condução contínua de corrente em  $L_s$ .

b) Operação com Condução Descontínua de Corrente em  $L_s$  em um Período de Chaveamento

Neste modo, o conversor apresenta somente quatro etapas de operação, uma vez que a corrente  $i_{Ls}(t)$ , dada pela equação (8.7), torna-se igual a zero durante a etapa de roda livre. Portanto, não ocorre a etapa de decrescimento linear de  $i_{Ls}(t)$ .

As quatro etapas que descrevem a operação do conversor, neste modo, seguem a mesma sequência apresentada para a operação do conversor com condução contínua de corrente em  $L_s$ .

As principais formas de onda ideais e o período de condução das chaves semicondutoras são mostrados na Fig.8.5. Para este caso, os intervalos de tempo definem as seguintes etapas:

- $(t_0, t_1)$  - comutação do braço direito;
- $(t_1, t_2)$  - crescimento linear de  $i_{Ls}(t)$ ;
- $(t_2, t_3)$  - comutação do braço esquerdo;
- $(t_3, t_4)$  - roda livre.

## 8.5 - ANÁLISE QUANTITATIVA

### 8.5.1 - Características de Saída

As características de saída são obtidas, integrando os valores médios instantâneos (valores médios para cada período de chaveamento) da corrente  $i_o(t)$  em um período da tensão de entrada retificada. Este comportamento é analisado a seguir, para ambos os modos de operação:

1) Modo de Condução Totalmente Descontínua - MCD:

$$\overline{I_o} = 2.D^2 \cdot \left[ \frac{2 \cdot \overline{V_o}}{\alpha} \cdot \left[ \frac{\pi}{2} + \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{(1 / \overline{V_o})}{\alpha} \right) - \pi \cdot \overline{V_o} - 2 \right] \right] \quad (8.9)$$

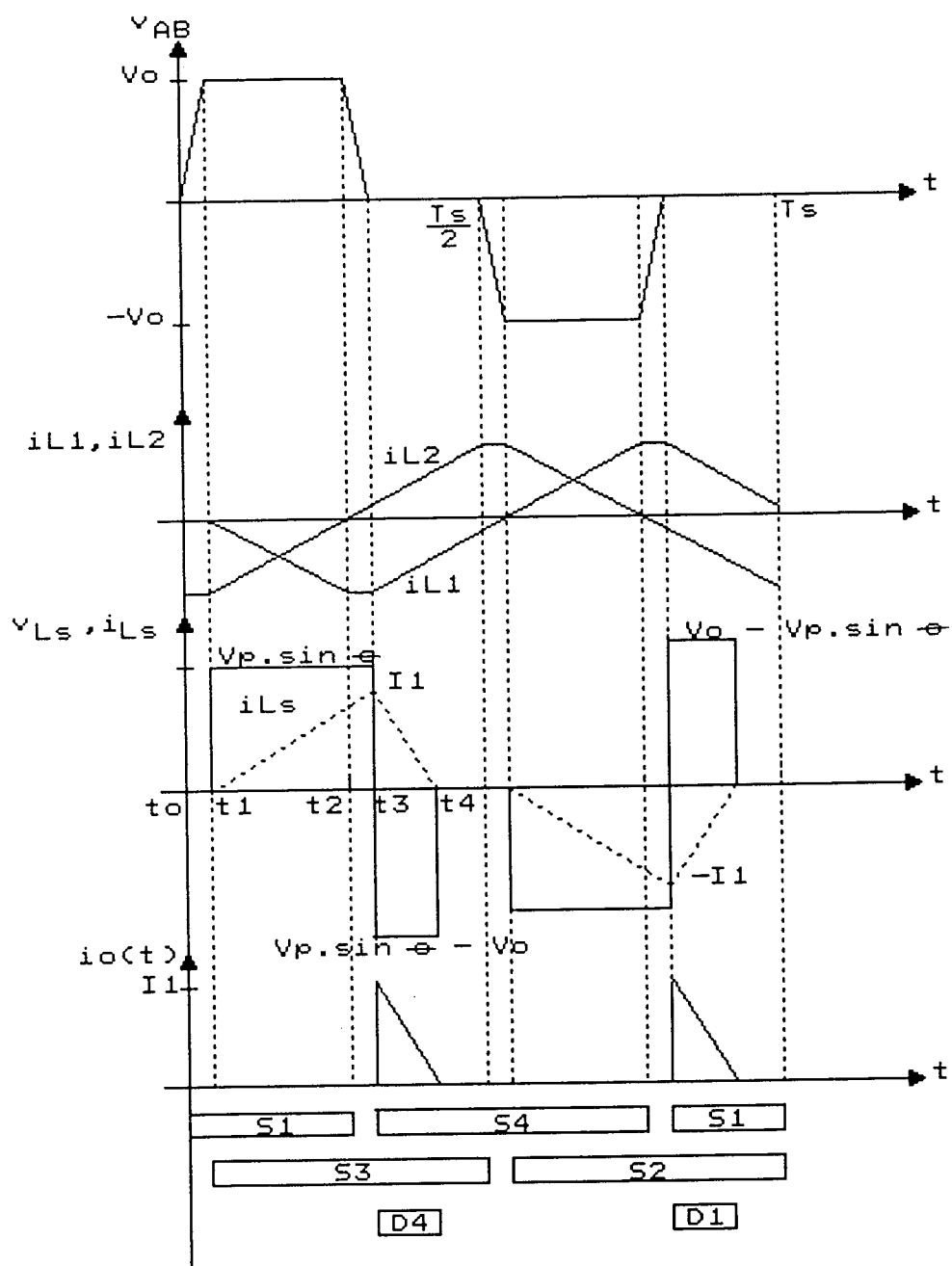


Fig.8.5 - Principais formas de onda ideais e período de condução das chaves para operação do conversor com condução descontínua de corrente em  $L_s$

2) Modo de Condução Contínua e Descontínua - MCC:

$$\begin{aligned} \overline{I_o} = & \frac{1}{\overline{V_o}} \cdot \left( \pi - 2\theta_1 + \sin 2\theta_1 \right) - \frac{2}{\overline{V_o}^2} \cdot \left( \cos \theta_1 - \frac{1}{3} \cdot \cos^3 \theta_1 \right) - \\ & - 2(D^2 - 2D + 1) \cdot \cos \theta_1 + 4D^2 \cdot \left[ \frac{2\overline{V_o}}{\alpha} \cdot \left( \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{\operatorname{tg} \left( \theta_1/2 \right) - \left( 1/\overline{V_o} \right)}{\alpha} \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{(1/\overline{V_o})}{\alpha} \right) \right) \right] - \theta_1 \cdot \overline{V_o} + \cos \theta_1 - 1 \end{aligned} \quad (8.10)$$

onde:

$$\overline{V_o} = \frac{V_o}{V_p} - \text{tensão média de saída normalizada} \quad (8.11)$$

$$\overline{I_o} = \frac{8\pi \cdot f_s \cdot L_s \cdot I_o}{V_p} - \text{corrente de saída média normalizada} \quad (8.12)$$

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left[ \overline{V_o} \cdot (1 - D) \right] \quad (8.13)$$

$$\alpha^2 = 1 - \left( \frac{1}{\overline{V_o}} \right)^2 \quad (8.14)$$

As características teóricas de saída, obtidas a partir das equações (8.9) e (8.10), são mostradas na Fig.8.6. Como pode ser observado, este conversor apresenta características de saída de fonte de corrente.

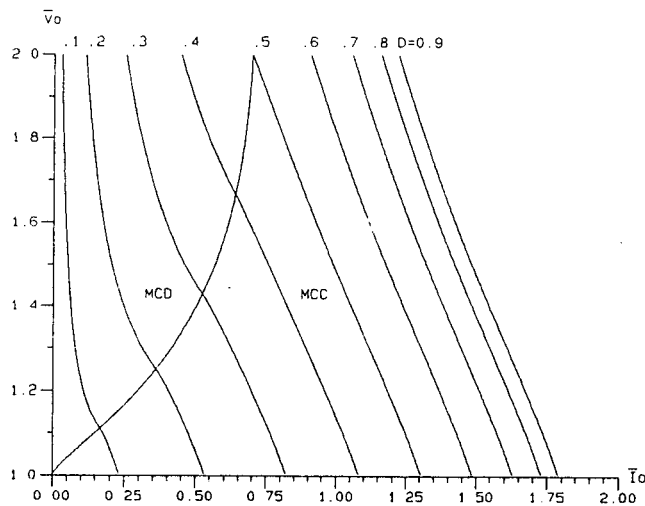


Fig.8.6 - Características teóricas de saída.

### 8.5.2 - Comutação

Os dois braços da ponte de MOSFETs apresentam o mesmo comportamento durante o processo de comutação, independente do modo de condução da corrente no indutor  $L_s$ . Entretanto, os níveis de corrente no instante da comutação, nos MOSFETs de cada braço, são diferentes.

A comutação dos MOSFETs do braço esquerdo, sempre ocorre quando a corrente no indutor  $L_s$  atinge o seu valor máximo, igual a  $I_1$ . Entretanto, para  $\theta = 0^0$ , a tensão de entrada retificada é igual a zero, e o indutor  $L_s$  não armazena energia suficiente para carregar as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs.

Através da utilização do indutor auxiliar  $L_1$ , garante-se comutação sob tensão nula, neste braço, para todo o período da tensão de entrada retificada e em toda faixa de carga.

A comutação dos MOSFETs do braço direito, é realizada com valores menores de corrente, comparada com o outro braço.

Para operação em condução contínua, o valor da corrente no indutor  $L_s$  no instante da comutação é igual a  $I_2$ . Entretanto, em condução descontínua esta corrente é igual a zero. Também neste caso, a utilização do indutor auxiliar  $L_2$  é indispensável para garantir comutação sob tensão nula, em todo o período da tensão de entrada retificada e em toda faixa de carga.

Durante o processo de comutação os indutores auxiliares  $L_1$  e  $L_2$  podem ser considerados como fontes de corrente. Portanto, mesmo em condução descontínua de corrente em  $L_s$ , a tensão sobre os MOSFETs varia de forma linear.

Para garantir que a comutação do braço direito ocorra no intervalo de tempo máximo  $\Delta t(\max)$ , a corrente de pico no indutor auxiliar  $L_2$  deve ser igual a:

$$I_{L2p} = \frac{C_{eq} \cdot V_o}{\Delta t(\max)} \quad (8.15)$$

onde:

$$C_{eq} = C_2 + C_3 + C_T \quad (8.16)$$

$C_{eq}$  = capacitância equivalente de comutação do braço direito

$C_2, C_3$  - capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs

$C_T$  - capacitância parasita vista do primário do transformador

A indutância  $L_2$  pode ser obtida a partir da seguinte equação:

$$L_2 = \frac{V_o}{8.f_s \cdot I_{L2p}} \quad (8.17)$$

O caso mais crítico da comutação do braço esquerdo ocorre, também, quando a corrente no indutor  $L_s$  é igual a zero. Portanto, o valor da indutância  $L_1$  pode ser igual ao da indutância  $L_2$ .

## 8.5 - MODELIZAÇÃO DO CONVERSOR

Se a tensão média de saída normalizada estiver situada dentro da faixa delimitada por:

$$1,0 \leq \overline{V_o} \leq 2,0 \quad (8.18)$$

Pode-se assumir, para efeito de obtenção das características de saída, que o conversor sempre opera com condução contínua de corrente no indutor  $L_s$ . Nesta condição,  $\theta_1 = 0^\circ$  e a equação (8.10) pode ser simplificada para:

$$\overline{I_o} = \frac{\pi}{\overline{V_o}} - \frac{4}{3 \cdot \overline{V_o}^2} - 2 \cdot (D^2 - 2D + 1) \quad (8.19)$$

A equação (8.19) é uma representação aproximada para as características de saída deste conversor.

A partir da Fig.8.7, verifica-se que os erros entre as características de saída, obtidas pelas equações (8.9) e (8.10) e pela equação (8.19) são desprezíveis em quase toda região de operação.

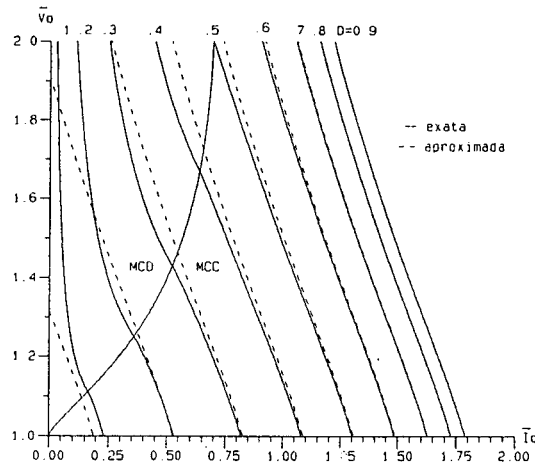


Fig.8.7 - Curvas características teóricas de saída: exata - traço cheio (equações (8.9) e (8.10)) e aproximada - tracejada (equação (8.19)).

A variação da corrente de saída normalizada em função da variação da razão cíclica, obtida a partir da equação (8.19), para  $\overline{V_o}$  constante, é dada por:

$$\frac{\widehat{\overline{i_o}}}{\widehat{d}} = 4.(1 - D) \quad (8.20)$$

Portanto, o modelo para pequenos sinais, para este conversor, pode ser representado pela Fig 8.8, onde:

$$\widehat{i_o}(s) = \frac{4.V_p.(1 - D)}{8\pi.f_s.L_s} . \widehat{d}(s) \quad (8.21)$$

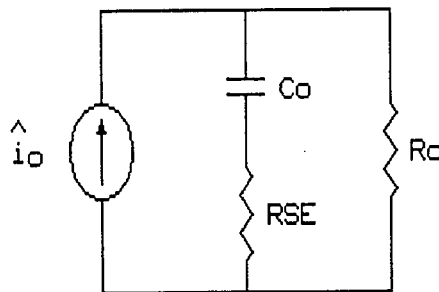


Fig 8.8 - Modelo para pequenos sinais para o conversor



## 8.7 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A tensão de transferência entre a tensão de saída e a tensão de controle é obtida a partir da Fig.8.8, sendo dada por:

$$\frac{v_o(s)}{v_c(s)} = \frac{4.V_p.(1 - D).R_o}{8\pi.f_s.L_s.V_d} \cdot \frac{(s/\omega_z + 1)}{(s/\omega_p + 1)} \quad (8.22)$$

onde:

$$v_c(s) = V_d.d(s) \quad (8.23)$$

$$\omega_z = \frac{1}{RSE.Co} \quad (8.24)$$

$$\omega_p = \frac{1}{(R_o + RSE).Co} \quad (8.25)$$

## 8.8 - PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

Um exemplo prático de projeto é dado a seguir, tendo como objetivo satisfazer às seguintes especificações:

- tensão de entrada: 220 V  $\pm$  15%, 60 Hz;
- tensão de saída: 370 V - CC;
- potência nominal: 1600 W;
- potência mínima: < 160 W;
- frequência de chaveamento: 100 kHz;
- ondulação de tensão alternada de 120 Hz na saída:  
< 5% da tensão nominal

A tensão de saída normalizada pode assumir os seguintes valores:

$$\overline{V_o}(\min) = 1,03 \text{ para } V_p(\max) = 358 \text{ V}$$

$$\overline{V_o}(\text{nom}) = 1,19 \text{ para } V_p(\text{nom}) = 311 \text{ V}$$

$$\overline{V_o}(\max) = 1,40 \text{ para } V_p(\min) = 264 \text{ V}$$

A corrente de saída normalizada pode ser definida a partir das características de saída, mostrada na Fig.8.6. Assumindo que a razão cíclica máxima é:  $D(\max) = 0,9$ ; encontra-se:  $\overline{I_o}(\max) = 1,55$ .

A máxima corrente de saída é igual a:  $I_o(\max) = P_o(\max)/V_o = 4,33 \text{ A}$ .

a - Indutor  $L_s$

a.1 - Determinação da Indutância  $L_s$ :

A indutância  $L_s$  pode ser obtida a partir da seguinte equação:

$$L_s = \frac{V_p(\min) \cdot \overline{I_o}(\max)}{8\pi \cdot f_s \cdot I_o(\max)} \quad (8.26)$$

A partir dos valores definidos anteriormente, encontra-se:  $L_s = 37,6 \mu\text{H}$ .  
Subtraindo os  $3 \mu\text{H}$  da indutância de dispersão do transformador, chega-se a:  
 $L_{sa} = 34,6 \mu\text{H}$ .

a.2 - Determinação do Núcleo:

A máxima corrente de pico no indutor  $L_s$  é obtida pela equação:

$$I_{pk(\max)} = \frac{V_p(\min)}{4 \cdot f_s \cdot L_s} \cdot \left[ D(\max) + 1 - \frac{V_p(\min)}{V_o} \right] \quad (8.27)$$

Utilizando os respectivos valores na equação (8.27), encontra-se:  
 $I_{pk(\max)} = 20,83 \text{ A}$ .

A corrente eficaz no indutor  $L_s$  pode ser obtida, de forma aproximada, pela seguinte equação:

$$I_{ef} = \frac{I_{pk(\max)}}{\sqrt{2}} \quad (8.28)$$

Com  $I_{pk(\max)} = 20,83$ ; resulta:  $I_{ef} = 14,73 \text{ A}$ .

A corrente de pico no indutor  $L_s$  varia durante o período da tensão de entrada retificada. O seu valor máximo é dado pela equação (8.27), correspondente a  $\theta = \pi/2$ . Assim sendo, foi assumido  $B_{\max} = 0,2 \text{ T}$  para a máxima corrente de pico em  $L_s$ .

Seguindo então a mesma metodologia utilizada para a determinação do indutor  $L_r$ , do conversor analisado no Capítulo VII, chega-se à:

núcleo: E - 55/21 IP - 6 THORNTON

número de espiras: 10

b - Transformador:

Para garantir condução de corrente na rede de alimentação durante todo o período, o transformador deve ter relação unitária. Com isso, a tensão no secundário do transformador passa a ter valor igual ao da tensão de saída  $V_o$ , possibilitando a condução de corrente na entrada mesmo para baixos valores da tensão da rede de alimentação.

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o dimensionamento do transformador do conversor do Capítulo VII, chega-se a:

núcleo: E - 65/39 IP - 6 THORNTON

número de espiras do primário (igual ao secundário): 20

c - Indutores Auxiliares de Comutação:

Assumindo que  $\Delta t(\max) = 300 \text{ ns}$ , e a partir da equação (8.15), com  $C_1 = C_2 = 400 \text{ pF}$  e  $C_T = 350 \text{ pF}$ , encontra-se:  $I_{L2p} = 1,42 \text{ A}$ .

As indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  podem ser obtidas pela equação (8.17) e são iguais a:  $L_1 = L_2 = 325 \text{ } \mu\text{H}$ .

Seguindo também a mesma metodologia utilizada para o dimensionamento dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , do conversor do Capítulo VII, chega-se a:

núcleo: E - 30/7 IP - 6 THORNTON

Número de espiras: 64

Os valores dos outros elementos do conversor podem ser obtidos seguindo o mesmo procedimento adotado no Capítulo VII.

d - Circuito de Controle

O circuito de controle utiliza o regulador PWM - 3525A, além de dois outros circuitos integrados que convertem o sinal de tensão PWM para sinais com deslocamento de fase.

Através da atuação de uma malha de tensão, a tensão de saída é mantida constante em toda faixa de variação de carga e de variação da tensão da rede de alimentação.

Um compensador proporcional-integral foi utilizado a fim de garantir a regulação de carga e de rede.

Os parâmetros do compensador, podem ser obtidos utilizando-se o método do lugar geométrico das raízes ou os diagramas de Bode [33].

Entretanto, para que não haja distorção na forma de onda da corrente na entrada, a frequência de corte a malha fechada do sistema deve ser bem menor do que a frequência da tensão de entrada retificada. Isto faz com que este sistema tenha resposta dinâmica lenta, ou seja, bem menor do que o período da tensão de entrada retificada.

A partir da função de transferência, dada pela equação (8.22), correspondente às condições nominais de operação:

$$P_o = 1600 \text{ W}; \quad V_o = 370 \text{ V}; \quad R_o = 85,5 \, \Omega;$$

$$I_o = 4,33 \quad \text{e} \quad V_p(\text{nom}) = 311 \text{ V}$$

E para:  $C_o = 660 \, \mu\text{F}$  e  $R_{SE} = 50 \, \text{m}\Omega$ , obteve-se o compensador de tensão mostrado na Fig.8.9.

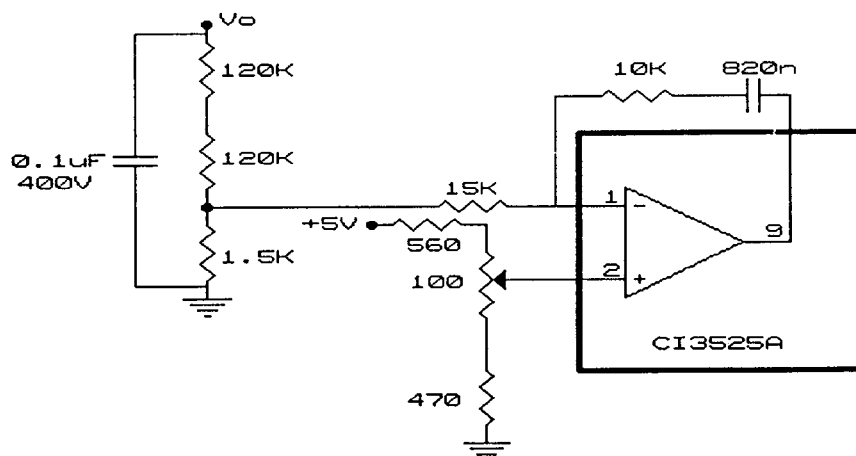


Fig.8.9 - Compensador de tensão

e - Filtro de Entrada:

Para evitar circulação de corrente de alta frequência na rede de alimentação, deve-se utilizar um filtro de entrada. Optou-se por um filtro passa-baixa, constituído por um indutor e um capacitor.

É importante ressaltar que se o capacitor deste filtro estiver após a ponte retificadora de entrada não haverá, também, circulação de corrente de alta frequência pelos diodos. Portanto, a ponte retificadora de entrada pode ser constituída de diodos lentos.

As seguintes condições devem ser observadas no projeto do filtro [39]:

- o filtro de entrada deve proporcionar atenuação apropriada para altas frequências;
- o filtro de entrada não deve produzir deslocamento de fase apreciável entre a tensão e a corrente de entrada.

A oscilação de corrente no barramento de corrente contínua, que deve ser atenuada, tem o dobro da frequência de chaveamento.

Assumindo que o filtro de entrada tenha frequência de corte dada por:

$$f_c = 0,1 \times 2.f_s \quad (8.29)$$

ele irá proporcionar atenuação apropriada para a corrente de alta frequência.

A fim de evitar que haja deslocamento de fase entre a tensão e a corrente de entrada, a impedância de entrada deve ser resistiva na frequência da rede de alimentação. O circuito equivalente visto da rede de alimentação, pode ser representado pela Fig.8.10.

A impedância de entrada é dada pela seguinte equação:

$$Z_i = R_{eq} \cdot \frac{\left( s^2/\omega_i^2 + (s/\omega_i)/Q + 1 \right)}{\left( s/\omega_{pi} + 1 \right)} \quad (8.30)$$

onde:

$$R_{eq} = \frac{V_p^2}{2 \cdot P_o} - \text{resistência equivalente do conversor} \quad (8.31)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} - \text{frequência angular de ressonância do filtro} \quad (8.32)$$

$$\omega_{pi} = \frac{1}{C_f \cdot R_{eq}} - \text{frequência angular devido a } R_{eq} \quad (8.33)$$

$$Q = \frac{R_{eq}}{\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}} - \text{fator de qualidade} \quad (8.34)$$

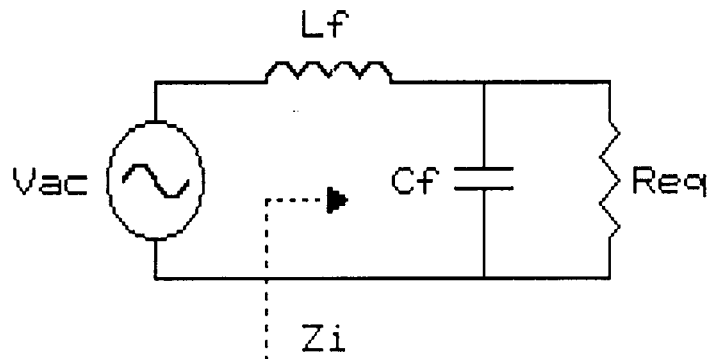


Fig.8.10 - Circuito equivalente de entrada.

Se os pólos e zeros da impedância de entrada estiverem localizados em frequências bem maiores do que a frequência da rede de alimentação, não haverá deslocamento de fase apreciável entre a tensão e a corrente de entrada.

Os zeros  $\omega_i$  são determinados pela equação (8.29) e, portanto, eles estarão localizados em frequência muito maiores do que a da rede de alimentação. Assim sendo, a frequência do pólo  $\omega_{pi}$  deve satisfazer à seguinte equação:

$$f_{pi} \geq 10 \cdot f_L \quad (8.35)$$

A partir das equações (8.33) e (8.35), chega-se a:

$$C_f \leq \frac{1}{20\pi \cdot R_{eq} \cdot f_L} \quad (8.36)$$

Das equações (8.29) e (8.32), encontra-se:

$$L_f = \frac{1}{(0,4\pi \cdot f_s)^2 \cdot C_f} \quad (8.37)$$

Considerando que a máxima resistência equivalente, obtida a partir da equação (8.31), para  $V_p(\max) = 358 \text{ V}$  e  $P_o(\min) = 160 \text{ W}$ , é igual a  $400 \Omega$ , encontra-se:  $C_f = 0,56 \mu\text{F}$  e  $L_f = 113 \mu\text{H}$ .

## 8.9 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de laboratório foi implementado, a partir dos valores de projeto, com o objetivo de verificar o atendimento das especificações estabelecidas. O diagrama completo do estágio de potência é mostrado na Fig.8.11, onde:

$V_{AC} = 220 \text{ V}$  - tensão eficaz da rede de alimentação;

$V_o = 370 \text{ V}$  - tensão de saída;

$f_s = 100 \text{ kHz}$  - frequência de chaveamento;

$L_s = 35 \mu\text{H}$  - indutância série;

$L_1, L_2 = 325 \mu\text{H}$  - indutâncias auxiliares de comutação;

$Co_1, Co_2 = 1320 \mu\text{H}$  - capacitância de saída;

$R_o(\text{nom}) = 85,5 \Omega$  - resistência de carga nominal;

$Cb_1 = Cb_2 = 1 \mu\text{F}$ ;  $Cb_3 = 5 \mu\text{F}$  - capacitâncias de bloqueio;

$Rd_1 = Rd_2 = 39 \Omega$  e  $Rd_3 = 33 \Omega$  - resistências de amortecimento;

$Cd = 10 \text{ nF}$  - capacitor de desacoplamento;

$T_1 - T_4$  - IRFP 450 - MOSFETs

$D_1 - D_4$  - ponte retificadora de entrada (pode-se utilizar a mesma estrutura proposta no Capítulo VII, composta por 2 diodos e 2 tiristores para realizar o carregamento lento dos capacitores  $Co_1$  e  $Co_2$ );

$D_5 - D_8$  - MUR 1540 - diodos "Ultra-fast";

Transformador:  $N_p = N_s = 20$  espiras.

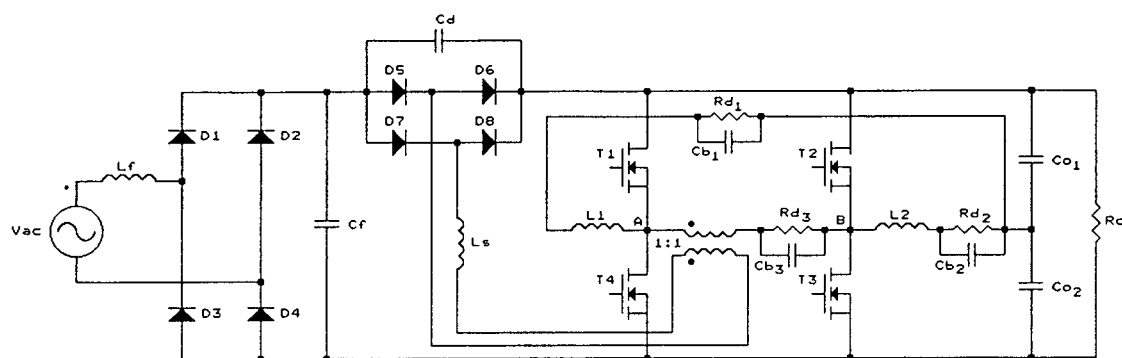


Fig.8.11 - Diagrama completo do estágio de potência

As formas de onda foram obtidas experimentalmente para:  $V_{AC} = 220 \text{ V}$ ;  $V_o = 370 \text{ V}$  e  $I_o = 4,3 \text{ A}$ .

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada, as quais demonstram o alto fator de potência deste conversor, são mostradas na Fig.8.12.

A tensão de entrada e a corrente no indutor  $L_s$  são mostradas na Fig.8.13.

A comutação sob tensão nula nos MOSFETs pode ser observada na Fig.8.14.

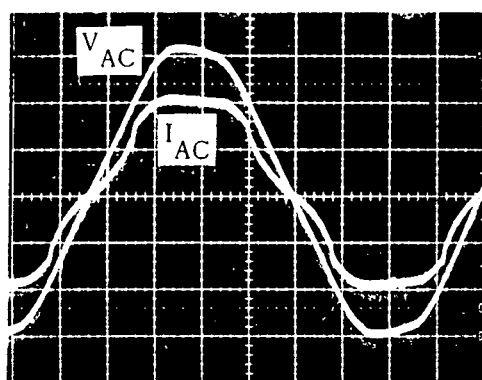


Fig.8.12 - Tensão e corrente de entrada:  $V_{AC}$  (100V/div) e  $I_{AC}$  (5A/div); escala de tempo: 2 ms/div.



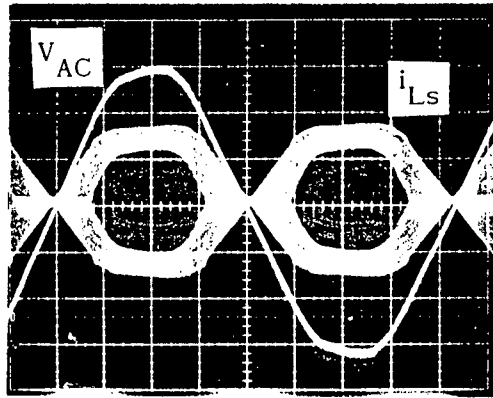
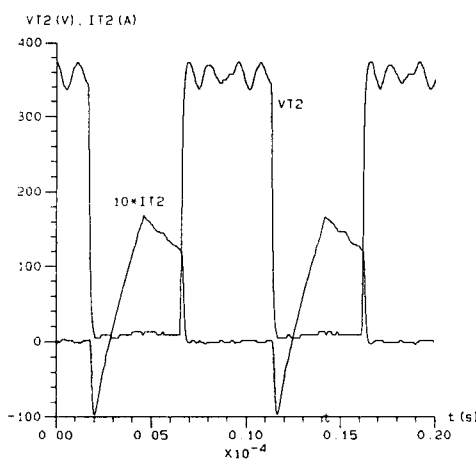
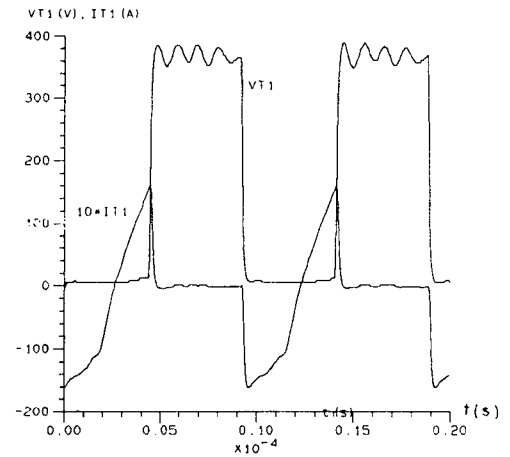


Fig.8.13 - Tensão de entrada  $V_{AC}$  (100V/div) e corrente no indutor  $L_s$  (10A/div); escala de tempo: 2 ms/div



(a)



(b)

Fig.8.14 - Comutação nos MOSFETs: (a) - braço direito  $V_{T_2}$  (100V/div) e  $I_{T_2}$  (5A/div) e (b) - braço esquerdo  $V_{T_1}$  (100 V/div) e  $I_{T_1}$  (5A/div); escala de tempo: 2  $\mu$ s/div

A Fig.8.15 mostra a tensão  $V_{AB}$  e a corrente no indutor  $L_s$ , quando a tensão na rede de alimentação atinge o seu valor máximo, ou seja,  $\theta = 90^\circ$ . As características de saída, obtidas experimentalmente, são mostradas na Fig.8.16.

Mantendo-se a tensão de saída constante em 370 V, foram obtidas as seguintes curvas em função da potência de saída: fator de potência, mostrada na Fig 8.17, distorção harmônica total (TDH), mostrada na Fig.8.18, e rendimento, mostrada na Fig.8.19, o qual foi de 93% na potência nominal.

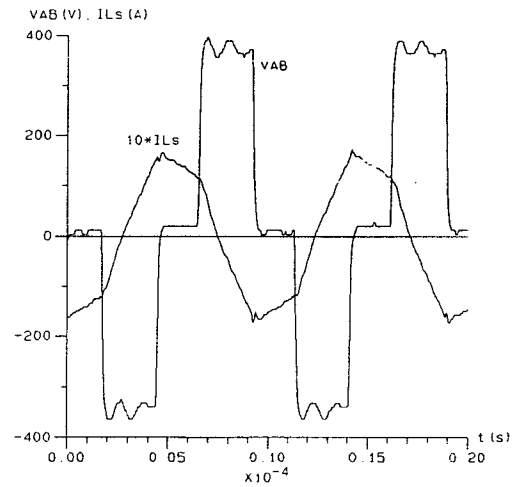


Fig.8.15 - Tensão VAB(100V/div) e corrente no indutor Ls(10A/div); escala de tempo: 2  $\mu$ s/div

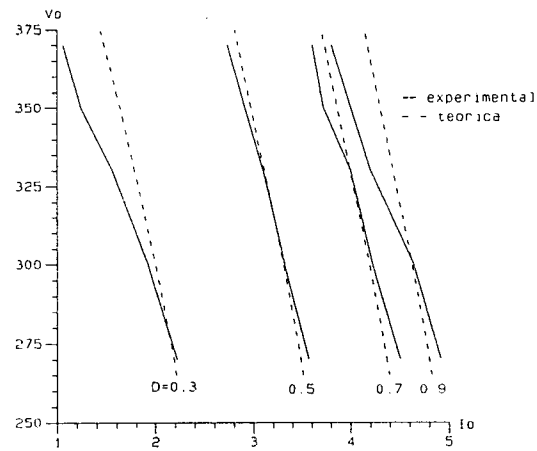


Fig.8.16 - Características de saída: linhas cheias - experimentais e linhas tracejadas - teóricas.

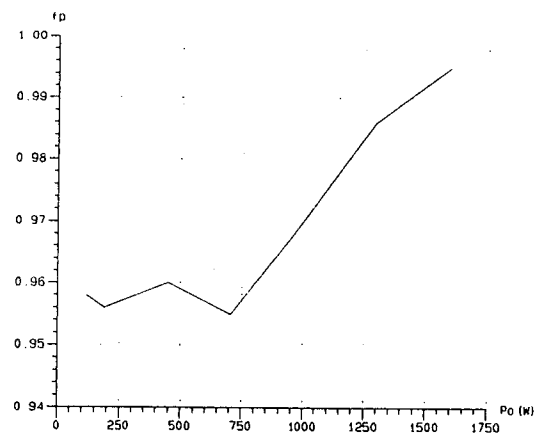


Fig.8.17 - Curva de fator de potência

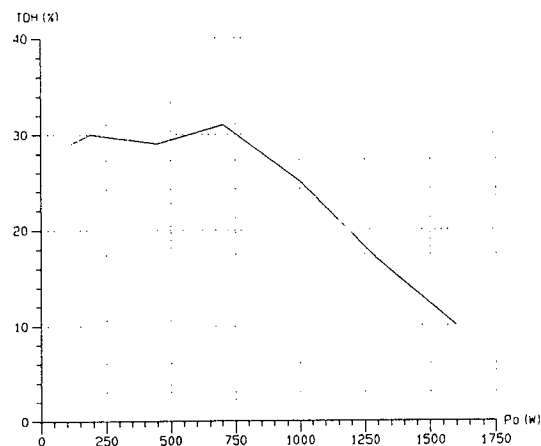


Fig.8.18 - Curva da distorção harmônica total

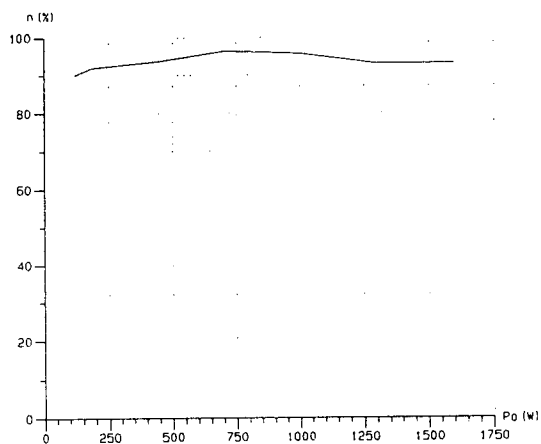


Fig.8.19 - Curva de rendimento

## 8.10 - CONCLUSÃO

A partir da análise teórica e da verificação experimental do conversor em ponte completa com controle PWM e comutação sob tensão nula, operando como pré-regulador de alto fator de potência, as seguintes características podem ser descritas:

- a corrente de entrada segue naturalmente a tensão da rede de alimentação, portanto somente uma malha de controle foi utilizada para manter a tensão de saída constante;

- com a utilização de circuitos auxiliares de comutação, o conversor proporciona comutação sob tensão nula durante todo o período da tensão de entrada retificada e em toda faixa de carga;

- o fator de potência é maior do que 0,95 em toda faixa de carga.

Apesar destas características, extremamente desejáveis, este conversor operando como pré-regulador, tem no seu custo, quando comparado com o conversor boost, a sua principal desvantagem.

Entretanto, este princípio quando empregado aos sistemas trifásicos, torna-se uma opção bastante competitiva [40].

## C A P Í T U L O    I X

### FONTE DE ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE CONTÍNUA DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM CONTROLE PWM E COMUTACÃO SOB TENSÃO NULA

#### 9.1 - INTRODUÇÃO

A técnica mais difundida para correção do fator de potência das fontes de alimentação CC, utiliza dois estágios de processamento de potência. O conversor boost é geralmente empregado como estágio pré-regulador de alto fator de potência [36]. Para o estágio de conversão CC-CC, o conversor em ponte completa, com controle PWM e comutação sob tensão nula tem sido o preferido em aplicações de altas potências (  $> 1 \text{ kW}$  ) [25].

Duas novas técnicas propostas recentemente [38,41], utilizam somente um único estágio de processamento de potência, com alto fator de potência de entrada, sem correção ativa.

A técnica proposta em [41], utiliza a característica natural do conversor paralelo ressonante para obter alto fator de potência de entrada. Entretanto a tensão de saída é regulada pela variação da frequência de chaveamento.

Um conversor em ponte completa com duas saídas é proposto em [38]. Uma das saídas fornece potência para a carga, enquanto a outra é conectada em série com a ponte retificadora de entrada para correção do fator de potência. Neste conversor, a tensão do barramento CC é regulada pela variação da frequência de chaveamento, enquanto a tensão de saída é regulada pelo deslocamento de fase ("phase-shift") entre os dois braços do conversor.

Portanto, estas duas técnicas necessitam da variação da frequência de chaveamento para o controle apropriado dos conversores.

Este capítulo propõe a utilização do conversor em ponte completa com controle PWM e comutação sob tensão nula, para obtenção de uma fonte de alimentação em corrente contínua, de alto fator de potência, sem correção ativa. Neste caso, a tensão de saída é regulada com frequência constante através do deslocamento de fase entre os dois braços do conversor.

Este conversor tem como base aquele proposto no Capítulo VIII. Entretanto, a tensão CC isolada de saída é obtida utilizando para o estágio de saída, a mesma estrutura do conversor CC-CC da Unidade Retificadora apresentada no Capítulo VII.

## 9.2 - ESTRUTURA PROPOSTA

A estrutura básica é obtida a partir do conversor proposto no Capítulo VIII, com a inclusão de um transformador de alta frequência para obtenção da tensão CC isolada de saída.

O estágio de saída tem a mesma estrutura do conversor CC-CC da Unidade Retificadora apresentada no Capítulo VII. O primário do transformador é ligado em série com o indutor ressonante, os quais são conectados nos pontos médios da ponte completa de MOSFETs. Com a utilização, no secundário do transformador, de uma ponte retificadora, de um indutor de filtragem e de capacitores de filtragem, obtém-se a tensão CC isolada de saída.

O diagrama do estágio de potência da fonte de alimentação CC proposta é mostrado na Fig.9.1.

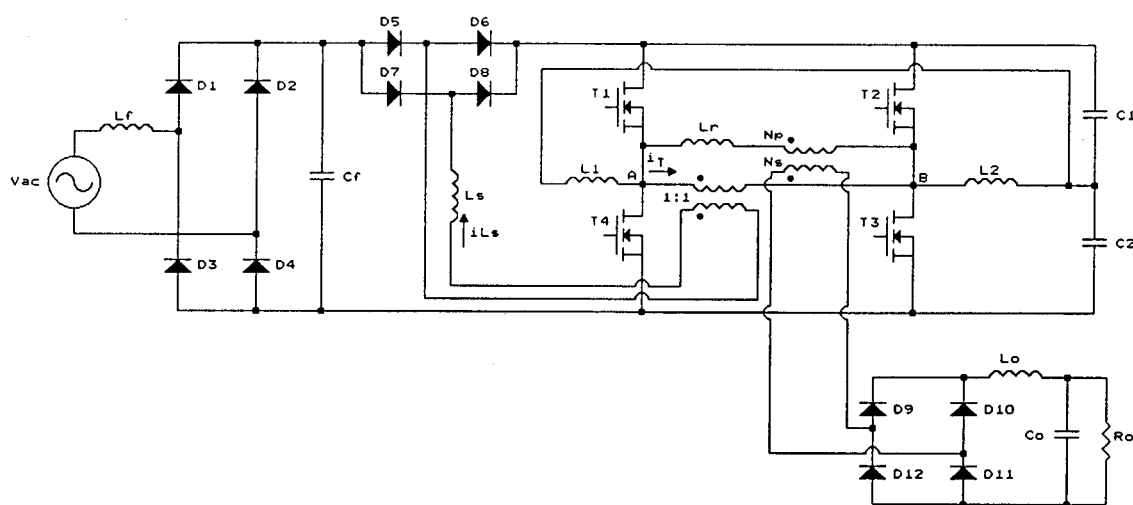


Fig.9.1 Diagrama do estágio de potência da fonte de alimentação CC proposta.

### 9.3 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O princípio de operação é estabelecido considerando este conversor como sendo composto por dois estágios independentes. O primeiro estágio, responsável pela correção do fator de potência, apresenta o mesmo princípio de operação do conversor proposto no Capítulo VIII. O outro estágio, responsável pela conversão CC-CC, apresenta o mesmo princípio de operação do conversor CC-CC utilizado na Unidade Retificadora do Capítulo VII.

Entretanto, deve-se ressaltar que agora só haverá transferência de potência dos capacitores do barramento CC para a carga, durante o intervalo de tempo em que dois MOSFETs diagonais estiverem em condução. No intervalo restante haverá armazenamento de energia nestes capacitores. Isto ocorre devido à carga estar agora isolada e não ligada diretamente aos capacitores do barramento CC, como no caso do conversor proposto no Capítulo VIII.

Verifica-se, então, que esta fonte de alimentação funciona como um conversor de acumulação capacitiva. E, portanto, para o seu funcionamento adequado, a razão cíclica máxima deve ser limitada em 0,5. Além disso, uma carga mínima deve ser prevista para que a tensão sobre os capacitores do barramento CC não ultrapasse um valor máximo pré-definido.

As etapas de operação e as formas de onda teóricas, relativas ao estágio de correção do fator de potência, podem ser obtidas a partir do conversor proposto no Capítulo VIII. E aquelas, relativas ao estágio de conversão CC-CC, podem ser obtidas a partir do conversor CC-CC da Unidade Retificadora do Capítulo VII.

### 9.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA

#### 9.4.1 - Característica de Saída

Uma vez que este conversor funciona como sendo de acumulação capacitiva, as características de saída são obtidas a partir da consideração de que a carga líquida média dos capacitores do barramento CC é igual a zero.

A presença da indutância  $L_r$ , cujo valor inclui a indutância de dispersão do transformador, faz com que este conversor também apresente perda de razão

cíclica na saída. A influência de  $L_r$  no comportamento de saída deste conversor é expressa pela equação (7.1).

A corrente média normalizada que é entregue aos capacitores do barramento CC pela rede de alimentação, é dada pela equação (8.9) para o Modo de Condução Completamente Descontínua, e dada pela equação (8.10) para o Modo de Condução Contínua e Descontínua.

A partir destas considerações, obtém-se as seguintes equações, que representam o comportamento de saída deste conversor:

$$I_o = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{I_c}{\left( D - \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot (N_s/N_p) \cdot I_o}{V_c} \right)} \quad (9.1)$$

$$V_o = \left( D - \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot (N_s/N_p) \cdot I_o}{V_c} \right) \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot V_c \quad (9.2)$$

onde:

$I_c$  - é a corrente média entregue aos capacitores do barramento CC;

$V_c$  - é a tensão média sobre os capacitores do barramento CC;

$I_o$  - é a corrente média de saída;

$V_o$  - é a tensão média de saída.

Normalizando as equações (9.1) e (9.2), encontra-se:

$$\overline{I_o} = \frac{\overline{I_c}}{\left( D - \frac{\alpha \cdot \overline{I_o}}{\overline{V_c}} \right)} \quad (9.3)$$

$$\overline{V_o} = D \cdot \overline{V_c} - \alpha \cdot \overline{I_o} \quad (9.4)$$

onde:

$$\overline{I_o} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{8\pi \cdot f_s \cdot L_s \cdot I_o}{V_p} - \text{é a corrente média de saída normalizada} \quad (9.5)$$

$$\overline{V_o} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_o}{V_p} - \text{é a tensão média de saída normalizada} \quad (9.6)$$

$$\alpha = \frac{L_r}{2\pi \cdot L_s} \quad (9.7)$$



As características de saída teóricas, obtidas a partir das equações (9.3) e (9.4), considerando que a perda de razão cíclica é nula, ou seja,  $\alpha = 0$ , são mostradas na Fig.9.2.

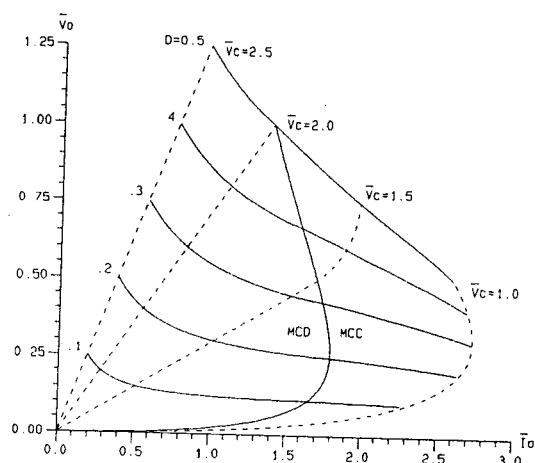


Fig.9.2 - Características de saída teóricas para  $\alpha = 0$ .

As curvas que relacionam a tensão normalizada dos capacitores do barramento CC em função da corrente de saída normalizada, para  $\alpha = 0$ , são mostradas na Fig.9.3.

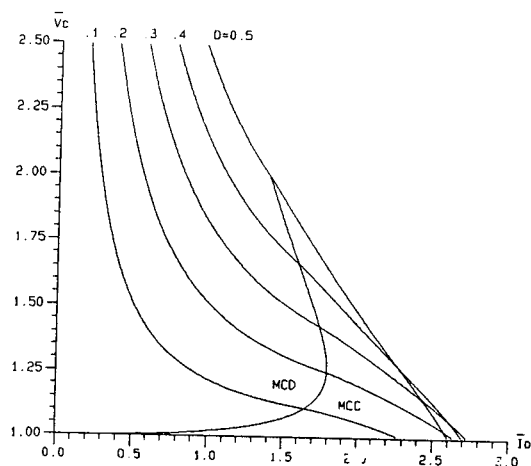


Fig.9.3 - Tensão do barramento CC em função da corrente de saída, para  $\alpha = 0$ .

O valor de  $\alpha$  e as curvas características correspondentes, são determinados a partir das especificações de projeto.

#### 9.4.2 - Comutação

Como este conversor tem saída do tipo fonte de corrente, os processos de comutação dos dois braços da ponte de MOSFETs apresentam comportamentos semelhantes aos do conversor CC-CC da Unidade Retificadora do Capítulo VII. Portanto, durante a comutação, a tensão sobre os MOSFETs do braço direito e a corrente no indutor ressonante  $L_r$  variam de forma ressonante. Enquanto que a tensão sobre os MOSFETs do braço esquerdo varia de forma linear.

A determinação dos valores da indutância  $L_r$  e das indutâncias auxiliares de comutação  $L_1$  e  $L_2$  pode ser feita a partir das equações correspondentes, obtidas do Capítulo VII.

### 9.5 - PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

Um exemplo de projeto é descrito a seguir, tendo como objetivo satisfazer às seguintes especificações:

- tensão de entrada: 110 V, 60 Hz
- tensão de saída: 48 V - CC
- corrente de saída nominal: 7 A - CC
- potência mínima: 50 W
- frequência de chaveamento: 100 kHz

Como 1ª aproximação será assumido que  $\alpha = 0$ . Assim, a partir das curvas características de saída teóricas, mostradas na Fig.9.2, pode-se escolher um ponto para a operação em condições nominais. Neste caso, optou-se por:

$$\overline{I_o} = 2,5; \quad \overline{V_o} = 0,3; \quad \text{e} \quad D = 0,3$$

A relação de transformação é obtida pela equação (9.6). Para  $\overline{V_o} = 0,3$  e  $V_p = 155$  V, encontra-se:  $N_s/N_p = 1$ .

a - Determinação da Indutância  $L_r$ :

A perda de razão cíclica  $\Delta D$  é dada pela seguinte equação:

$$\Delta D = \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot (N_s/N_p) \cdot I_o}{V_c} \quad (9.8)$$

Assumindo que  $\Delta D = 0,15$  e que  $V_{c_{\min}} = 155 \text{ V}$ , chega-se a:  $L_r = 8,5 \mu\text{H}$ .

b - Determinação da Indutância  $L_s$ :

O valor da indutância  $L_s$  é determinado pela equação (9.5). Utilizando os respectivos valores nesta equação, encontra-se:  $L_s = 22 \mu\text{H}$ .

c - Determinação do Parâmetro  $\alpha$ :

O parâmetro  $\alpha$  é obtido pela equação (9.7). Para  $L_r = 8,5 \mu\text{H}$  e  $L_s = 22 \mu\text{H}$ , chega-se a:  $\alpha = 0,06$ .

Para este valor de  $\alpha$  podem, agora, ser obtidas as curvas que caracterizam o comportamento do conversor.

As curvas características de saída teóricas, para  $\alpha = 0,06$ , são mostradas na Fig.9.4.

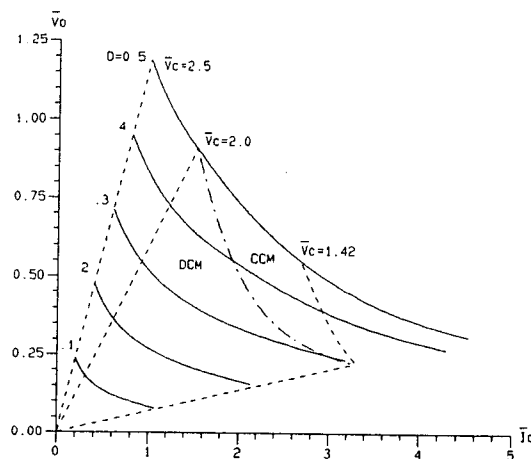


Fig.9.4 - Características de saída teóricas para  $\alpha = 0,06$ .

As curvas que relacionam a tensão normalizada dos capacitores do barramento CC em função da corrente de saída normalizada, são mostradas na Fig.9.5.

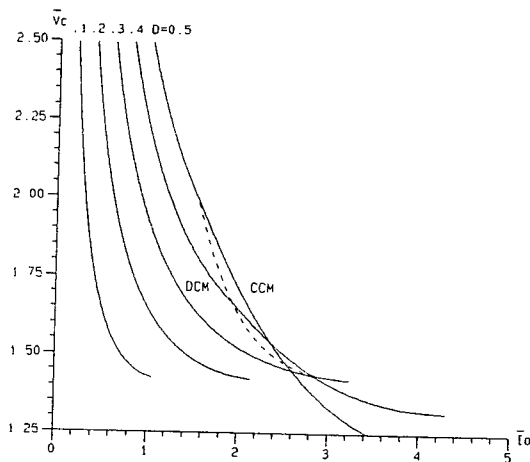


Fig.9.5 - Tensão do barramento CC em função da corrente de saída para  $\alpha = 0,06$

A partir das características de saída teóricas correspondentes a  $\alpha = 0,06$ , pode-se estabelecer como 2ª aproximação, um novo ponto para a operação do conversor em condições nominais.

O projeto do conversor pode ser otimizado, seguindo o mesmo procedimento descrito anteriormente, em várias aproximações. Entretanto, tendo como objetivo principal a verificação do funcionamento desta fonte de alimentação, optou-se por manter o ponto de operação estabelecido na 1ª aproximação.

## 9.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de laboratório foi implementado com o objetivo de verificar o funcionamento desta fonte de alimentação. O diagrama do estágio de potência é mostrado na Fig.9.6, onde:

$V_{AC} = 110 \text{ V}$  - tensão eficaz da rede de alimentação;

$V_o = 48 \text{ V}$  - tensão de saída;

$f_s = 100 \text{ kHz}$  - frequência de chaveamento;

$L_r = 8.5 \text{ } \mu\text{H}$  - indutância ressonante total (incluindo os  $2,5 \text{ } \mu\text{H}$  de indutância de dispersão do transformador);



As formas de onda foram obtidas experimentalmente para:  $V_{AC} = 110 \text{ V}$ ;  $V_o = 48 \text{ V}$  e  $I_o = 7 \text{ A}$ .

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada, as quais demonstram o alto fator de potência deste conversor, são mostradas na Fig.9.7.

As correntes no indutor  $L_s$  e no MOSFET  $T_2$  são mostradas na Fig.9.8.

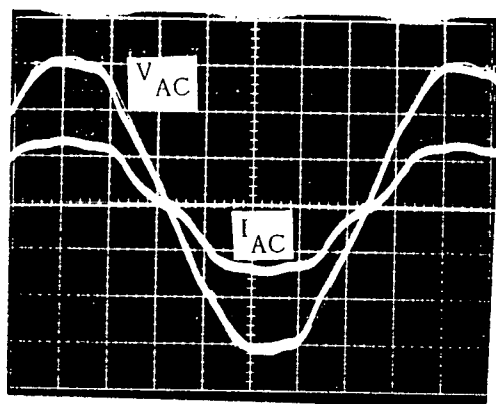
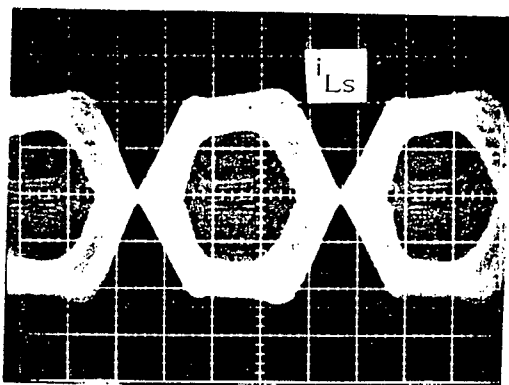
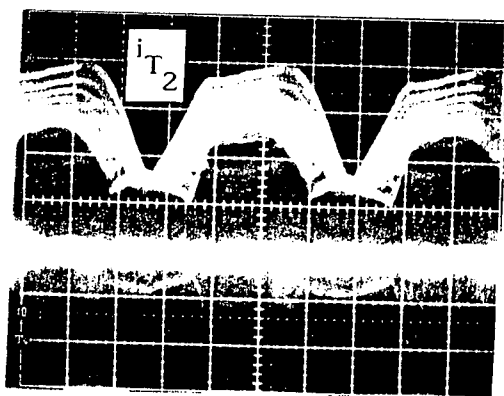


Fig.9.7 - Tensão e corrente de entrada:  $V_{AC}$  (50V/div) e  $I_{AC}$  (5A/div); escala de tempo: 2 ms/div.



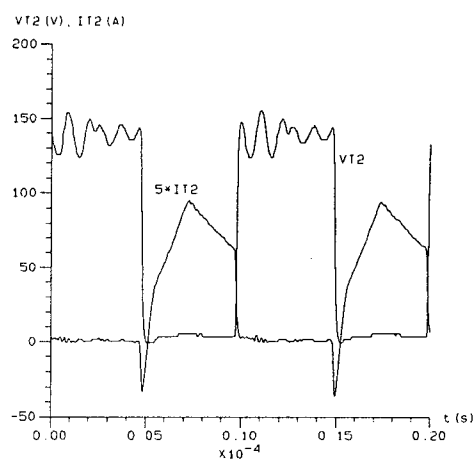
(a)



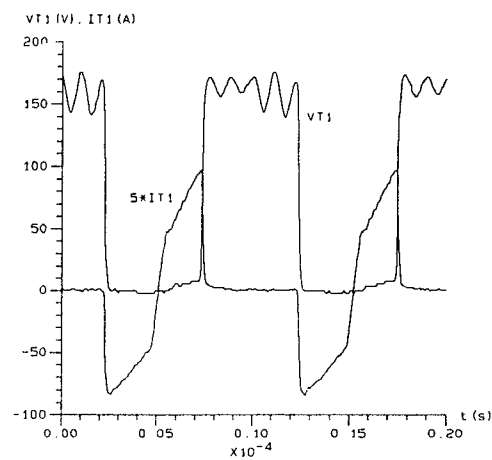
(b)

Fig.9.8 - (a) Corrente no indutor  $L_s$  (5A/div) e (b) corrente no MOSFET  $T_2$  (5A/div); escala de tempo: 2 ms/div

A comutação sob tensão nula nos MOSFETs pode ser observada na Fig.9.9.



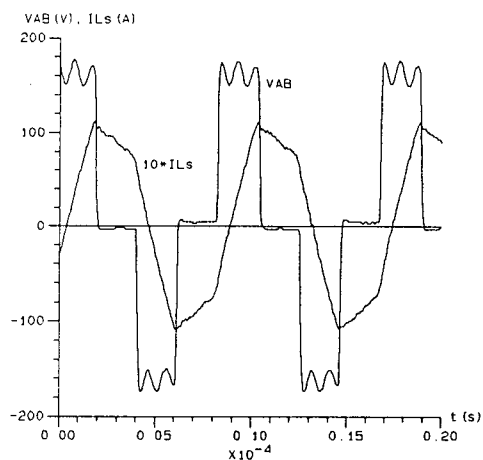
(a)



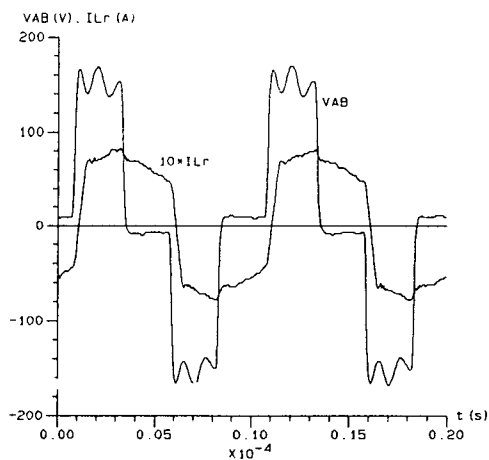
(b)

Fig.9.9 - Comutação nos MOSFETs: (a) - braço direito  $V_{T_2}$  (50V/div) e  $I_{T_2}$  (5A/div) e (b) - braço esquerdo  $V_{T_1}$  (50 V/div) e  $I_{T_1}$  (5A/div); escala de tempo: 2  $\mu$ s/div

A Fig.9.10.a mostra a tensão VAB e a corrente no indutor  $L_s$ , e a Fig.9.10.b mostra a tensão VAB e a corrente no indutor  $L_r$ . Estas curvas foram obtidas quando a tensão na rede de alimentação atinge o seu valor máximo, ou seja,  $\theta = 90^\circ$ .



(a)



(b)

Fig.9.10 - (a) Tensão VAB(50V/div) e corrente no indutor  $L_s$ (5A/div) e (b) tensão VAB(50V/div) e corrente no indutor  $L_r$ (5A/div); escala de tempo: 2 $\mu$ s/div

As características de saída, obtidas experimentalmente, são mostradas na Fig.9.11, enquanto que na Fig.9.12 são mostradas as curvas da tensão sobre os capacitores do barramento CC em função da corrente de saída. As diferenças existentes entre as curvas teóricas e as obtidas experimentalmente devem-se ao fato dos MOSFETs representarem uma carga para o barramento CC.

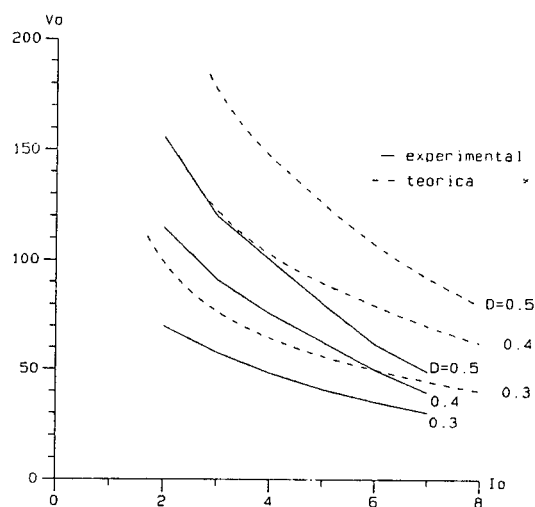


Fig.9.11 - Características de saída: linhas cheias - experimentais e linhas tracejadas - teóricas.

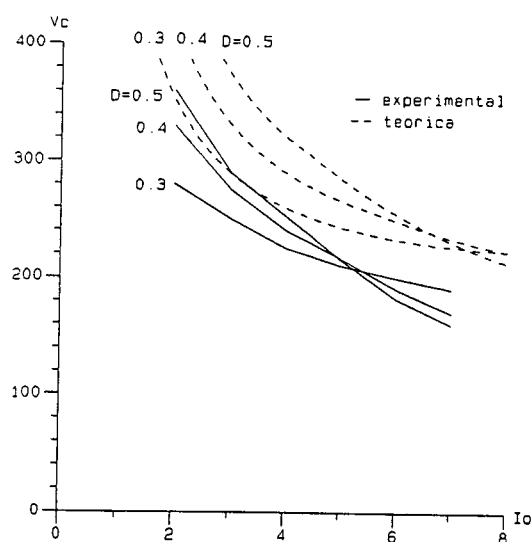


Fig.9.12 - Tensão no barramento CC em função da corrente de saída: linhas cheias - experimentais, e linhas tracejadas - teóricas.

Mantendo-se a tensão de saída constante em 48 V, foram obtidas as seguintes curvas em função da potência de saída: fator de potência, mostrada na Fig 9.13, distorção harmônica total (TDH), mostrada na Fig.9.14, e rendimento, mostrada na Fig.9.15, o qual foi de 71 % na potência nominal.



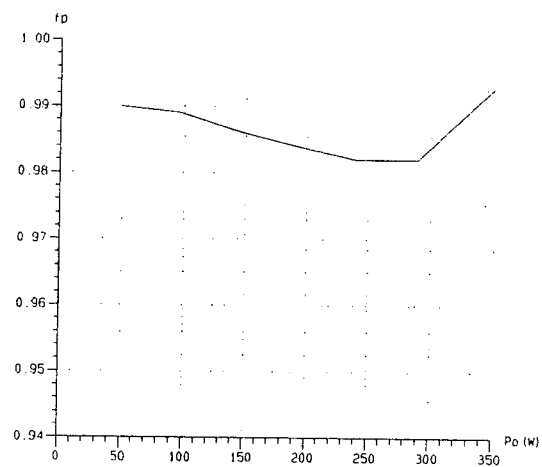


Fig.9.13 - Curva de fator de potência

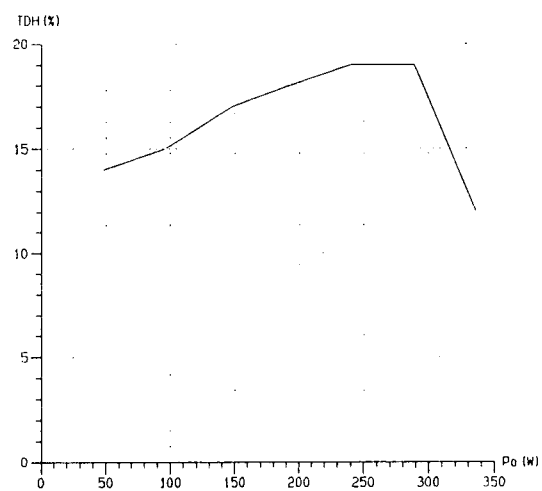


Fig.9.14 - Curva da distorção harmônica total

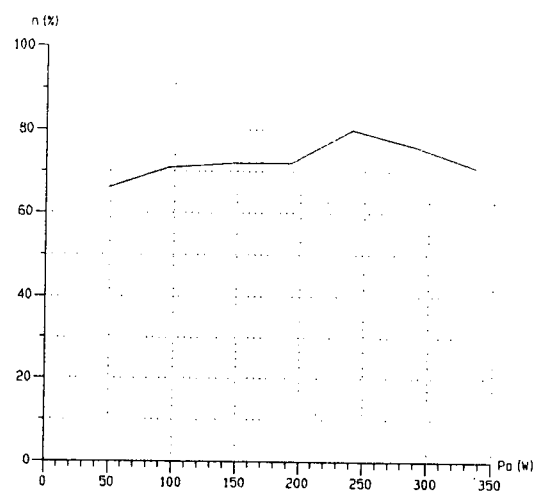


Fig.9.15 - Curva de rendimento

## 9.9 - CONCLUSÃO

A partir da análise teórica e da verificação experimental desta fonte de alimentação, as seguintes características podem ser descritas:

- a corrente de entrada segue naturalmente a tensão da rede de alimentação, portanto, somente uma única malha de controle foi utilizada para manter a tensão de saída constante;
- com a utilização de circuitos auxiliares de comutação, o conversor proporciona comutação sob tensão nula durante todo o período da tensão de entrada retificada, e em toda faixa de carga;
- o fator de potência é maior do que 0,98 em toda faixa de carga;
- com um único estágio de processamento de potência se obtém correção do fator de potência, com frequência constante.

Apesar destas características, extremamente desejáveis, esta fonte de alimentação apresenta as seguintes desvantagens:

- a tensão no barramento CC varia com a carga, e portanto, existe a necessidade de se prever uma carga mínima;
- as perdas de condução são elevadas, devido ao fato dos MOSFETs estarem submetidos a elevados valores de corrente eficaz;
- alto custo, uma vez que são necessários vários elementos magnéticos e diversos capacitores de filtragem.

Em vista disto, esta fonte pode não se tornar uma opção muito atrativa. Entretanto, utilizando-se chaves semicondutoras, cujo valor das perdas de condução dependa da corrente média, como os IGBTs, esta fonte pode passar a ser competitiva.

Quase todas estas desvantagens são superadas na fonte proposta em [42]. Nesse trabalho é apresentada uma fonte de alimentação em corrente contínua com único estágio de processamento de potência sem correção ativa. Entretanto, se utiliza um reduzido número de componentes.

## CONCLUSÃO GERAL

Uma nova direção para se obter sistemas de alimentação em corrente contínua, de alto desempenho, que possam operar com altas frequências processando altas potências é introduzida neste trabalho. Para que isto seja possível, deve-se sempre buscar utilizar a ressonância somente para obter comutação não dissipativa, evitando a sua atuação na transferência de potência para a carga.

Inicialmente foi proposta a interrupção do ciclo ressonante para os conversores ressonantes CC-CC. Através do grampeamento da tensão do capacitor ressonante, no valor da fonte de alimentação, obteve-se o conversor série ressonante com comutação sob corrente nula, apresentado no Capítulo II. Este conversor tem como principal característica a relação linear entre a potência de saída e a frequência de chaveamento. Entretanto, o controle da potência transferida para a carga é realizado pela variação da frequência de chaveamento.

Introduzindo chaves semicondutoras auxiliares, no conversor proposto no Capítulo II, o ciclo ressonante passa a ser interrompido na passagem por zero da tensão no capacitor ressonante. Esta técnica foi utilizada no conversor apresentado no Capítulo III. Neste caso, o controle da potência transferida para a carga é agora realizado com frequência constante.

Os conversores apresentados nos Capítulos II e III eliminam a troca de energia entre o circuito ressonante e a fonte de alimentação, a qual é responsável pelos altos valores de corrente eficaz nas chaves semicondutoras. Este fato também permite que estes conversores possam ser utilizados como fontes de alimentação CC de alto fator de potência sem correção ativa, com um único estágio de processamento de potência [43].

O conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante, comutação sob tensão nula e controle pela modulação da frequência, proposto no Capítulo IV, apresenta características de saída com cruzamentos entre curvas de diferentes valores de frequência de chaveamento. Este fato

dificulta a ação de controle, quando se deseja regular a tensão de saída para grandes variações de carga. Entretanto, este conversor se adapta muito bem para aplicações com carga constante, como no caso de reatores eletrônicos.

As dificuldades apresentadas pelo conversor apresentado no Capítulo IV, foram superadas pela introdução de chaves auxiliares. Com isto, foi obtido o conversor proposto no Capítulo V, o qual realiza comutação sob tensão nula e controla a potência transferida para a carga com frequência constante.

O grampeamento da tensão do capacitor ressonante no valor da fonte de alimentação, foi também utilizado no conversor paralelo ressonante apresentado no Capítulo VI. Este conversor realiza comutação sob tensão nula. Entretanto, o controle da potência transferida para a carga é feito pela variação da frequência de chaveamento. Além disso, a corrente no indutor ressonante atinge valores bem maiores do que o da corrente de carga.

A Unidade Retificadora proposta no Capítulo VII utiliza, para o estágio de conversão CC, o conversor em ponte completa com comutação sob tensão nula e controle "PWM". Este conversor apresenta as seguintes características que devem ser destacadas:

- a ressonância é utilizada somente no processo de comutação, não atuando na transferência de potência para a carga;
- alto rendimento;
- comutação sob tensão nula em toda faixa de variação da carga;
- a máxima tensão sobre as chaves semicondutoras é igual ao valor da fonte de alimentação;
- o máximo valor da corrente nas chaves semicondutoras é igual ao da corrente de carga refletida no primário do transformador;

baixos níveis de interferências eletromagnética e de rádio frequência.

Entretanto, o estágio de entrada desta Unidade apresenta baixo fator de potência.

O conversor em ponte completa com controle PWM e comutação sob tensão nula, operando como pré-regulador de alto fator de potência foi proposto no Capítulo VIII. Este conversor não utiliza correção ativa do fator de potência, portanto, uma única malha de controle foi utilizada para manter a tensão de saída constante. O custo é a grande desvantagem apresentada por este conversor, quando comparado com o conversor boost com correção ativa do fator de potência. Entretanto, este princípio quando empregado nos sistemas trifásicos torna-se uma opção competitiva.

Uma nova técnica foi empregada para a obtenção da fonte de alimentação em corrente contínua de alto fator de potência com controle PWM e comutação sob tensão nula, proposta no Capítulo IX. Esta fonte utiliza um único estágio de processamento de potência. A necessidade de um grande número de elementos, torna-a de alto custo, e consequentemente, pouco atrativa.

Finalmente, cabe destacar que como sequência do estudo apresentado, merecem investigações futuras os seguintes aspectos:

- generalização do conceito do uso da ressonância somente no processo de comutação, sem que haja a sua atuação na transferência de potência para a carga;
- utilização do conceito de processamento em um único estágio de potência, para obtenção de fontes de alimentação com alto fator de potência.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[ 1] IVO BARBI, DENIZAR C. MARTINS, "Resonant-Mode Power Converters Developments Recent Progress and Future Trends", III Seminario IEEE - XI Seminario ACCA, Setembro/1990, Chile.

[ 2] S. FREELAND, "An Introduction to the Principles and Features of Resonant Power Conversion", Recent Development in Power Conversion, Intertec Communications Press, pp.20-43, 1988.

[ 3] F.C. SCHWARZ, "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-23, No.2, May/1976.

[ 4] W.C.P. ARAGÃO F. , "Estudo de um Conversor Série Ressonante Operando com Frequência Constante", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/BRASIL, 1988.

[ 5] H. FOCH, Y. CHERON, and J. ROUX, "Power Transfer Control Methods in High Frequency Resonant Converters, PCI, June, 1986.

[ 6] J.P. VANDELAC, P. P. ZIOGAS, "A DC to DC PWM Series Resonant Converter Operated at Resonant Frequency", IEEE - Trans. Ind. Electron., Vol.35, No.3, August/1988.

[ 7] RAMESH ORUGANTI, FRED C. LEE, "Resonant Power Processors: Part I - State Plane Analysis and Part II - Methods of Control", IEEE-IAS Annual Meeting, 1984.

[ 8] R.J. KING, T.A.STUART, "Inherent Overload Protection for Series Resonant Converter", IEEE - Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES, No.6, November/1983.

[ 9] V. T. RANGANATHAN, P.D. ZIOGAS, and V.R. STEFANOVIC, "A Regulated DC-DC Voltage Source Converter Using a High Frequency Link" IEEE Trans. Ind. Appl. Vol.IA-18, No.3, pp.279-287, May/June 1982.

[10] R.L. ORUGANTI, F.C. LEE, "State-Plane Analysis of Parallel Resonant Converter", PESC Conf. Rec., 1985.

[11] Y. G. KANG, A.K. UPADHYAY, "Analysis and Desing of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter", PESC Conf. Rec. 1987.

[12] Y.CHERON, "La Commutation Douce dans la Conversion Statique de L'énergie Électrique", Thèse de Docteur Ès-Sciences, L'Instut National Polytechnique de Toulouse, 1988.

[13] K. HARADA, W.J.K. MURATO, "Controlled Resonant Converters With Switching Frequency Fixed", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 431-438, 1987.

[14] K.AL HADDAD, V. RAJAGOPALAN, Y. CHERON, and H. FOCH, " Novel Method of Power Control of a DC to DC Resonant Converter", IEEE - PESC'89 Record, pp. 736-743.

[15] IVO BARBI, J.C. BOLACELL, D.C. MARTINS and F.B. LIBANO, "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Desing and Experimentation", IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 873-880, 1989.

[16] IVO BARBI e J.B.VIEIRA Jr. "Análise e Projeto de um Conversor Ressonante", 7<sup>o</sup>Congresso Brasileiro de Automatica, São José dos Campos, SP, 1988.

[17] N.F.O. da SILVA, "Estudo e Realização de uma Fonte Chaveada a Ressonância", Dissertação de Mestrado, UFSC-SC/BRASIL, 1988.

[18] RAOJI PATEL, ROGER ADAIR, "High Frequency Series Resonant Power Supply-Design Review", Unitrode Application Handbook, pp. 359-373, 1985-1986.

[19] JAI P. AGRAL, SANG H. KIM and C.Q. LEE, "Capacitor Voltage Clamped Series Resonant Power Supply With Improved Cross Regulation", IEE-IAS Annual Meeting, pp. 1141-1146, 1989.

[20] J.L. FREITAS VIEIRA, F.E. NOGUEIRA DE MELO e IVO BARBI, "Conversor Série Ressonante com Grampeamento da Tensão no Capacitor Ressonante", Revista Controle e Automação, SBA, Vol.3, N<sup>o</sup> 3, Ago./Set. 1992.

[21] A.F. SOUZA e D.C. MARTINS, "Manual de Utilização do Programa SCVOLT, Simulação de Conversores Estáticos, Método do Voltímetro", Publicação interna, UFSC, 1990.

[22] J.L. FREITAS VIEIRA and IVO BARBI, "Constant Frequency PWM Capacitor Voltage Clamped Series Resonant Power Supply", IEEE - Transactions on Power Electronics, Vol.8, No.2, April 1993.

[23] K.H.LIU e F.C.LEE, " Zero Voltage Switching Technique in DC-DC Converters", IEEE - PESC'86 Record, pp. 58-70.

[24] T.A. MEYNARD, Y.CHERON e H. FOCH, "Generalization of the Resonant Switch Concept Structures and Performances", EPE'88, pp.239-244.

[25] J.L. FREITAS VIEIRA, G.GABIATTI and IVO BARBI, "On the Design and Experimentation of a High Performance 25A/48V Rectifier Unit", International Telecommunications Energy Conference, 1992, pp. 540-547.

[26] R.A. FISHER, K.D.T. NGO and M.H.KUO, "A 500 kHz, 250 W DC-DC Converter with Multiple Output Controlled by Phase-Shifted PWM and Magnetic Amplifiers", High Frequency Power Conversion Proceedings, May 1988, pp. 100-110.

[27] L.H. MWEENE, C.A. WRIGHT and M.F. SCHLECHT, "A 1 kW, 500 kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System", Applied Power Electronics Conference, 1989, pp. 423-432.

[28] J.A. SABATÉ, V. VLATKOVIC, R.B. RIDLEY, F.C. LEE and B.H. CHO, "Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter", Applied Power Electronics Conference, 1990, pp. 275-284.

[29] R. REDL, N.O. SOKAL and L. BALOGH, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converters: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5 kW, 100 kHz", Power Electronics Specialists Conference, 1990, pp. 162-171.



[30] I.D. KIM, E.C. NHO and G.H. CHO, "A Soft Switching Constant Frequency PWM DC/DC Converter with Low Switch Stress and Wide Linearity", IECON, 1990, pp. 875-881.

[31] J.A. SABATÉ, V. VLATKOVIC, R.B. RIDLEY and F.C. LEE, "High-Voltage, High-Power, ZVS, Full-Bridge PWM Converter Employing an Active Snubber", Applied Power Electronics Conference, 1991, pp. 158-163.

[32] H. FOCH, Y. CHERON, M. METZ and T. MEYNARD, "Commutation Mechanisms and Soft Commutation in Static Converters", Brazilian Power Electronics Conference, 1991, pp. 338-346.

[33] UNITRODE, "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual" 1986.

[34] R. REDL, N.O. SOKAL and C.W.SCHAEFER, "Transformer Saturation and Unusual System Oscillation in Capacitively Coupled Half-Bridge or Full-Bridge Forward Converters: Causes, Analysis and Cures", Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp.820-829.

[35] B. MAMMANO and LLOYD DIXON, "Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies" , PCIM Magazine, March 1991, pp. 8-18.

[36] C. DE SA E SILVA, "Power Factor Correction with the UC 3854", Unitrode Application Note, U-125.

[37] KWANG-HWA and YUNG-LIN, "Current Waveform Distortion in Power Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converter", Power Electronics Specialists Conference, 1989, pp. 825-829.

[38] M.H. KHERALUWALA, R.L. STEIGERWALD and R. GURUMOORTHY, "A Fast-Response High Power Factor Converter with a Single Power Stage", Power Electronics Specialists Conference, 1991, pp. 769-779.

[39] S. AHMED, "Controlled On-Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter", Thesis of Master of Science, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1990.

[40] ALVARO GHEDIN, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UFSC-SC, BRASIL, (em preparação).

[41] M.J. SCHUTTEN, R.L. STEIGERWALD, M.H. KHERALUWALA, "Characteristics of Load Resonant Converters Operated in a High Power Factor Mode", Applied Power Electronics Conference, 1991, pp. 5-16.

[42] J.L. FREITAS VIEIRA and IVO BARBI, "A High Power Factor PWM-ZVS Single-Stage Power Supply", High Frequency Power Conversion - HFPC'93, 1993,

[43] E.V. KASSICK, IVO BARBI, "A Low Cost High Power Factor Resonant Mode Battery Charger", Applied Power Electronics Conference, APEC'93, 1993, pp. 543-548.

## APÊNDICE A

ANÁLISE DA COMUTAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO NO CAPÍTULO IV OPERANDO NO MODO CONTÍNUO I, QUANDO AS CAPACITÂNCIAS INTRÍNSECAS DAS CHAVES SÃO DA MESMA ORDEM DE GRANDEZA DA CAPACITÂNCIA RESSONANTE.

Nesta condição, deve-se considerar o intervalo de tempo de comutação, decorrente da evolução ressonante entre os capacitores intrínsecos das chaves e o indutor ressonante.

Equações:

A partir do circuito equivalente desta etapa, mostrado na Fig.4.2, chega-se às seguintes equações:

$$v_{C1}(t) + v_{C2}(t) = V_s \quad (A.1)$$

$$i_{C1}(t) - i_{C2}(t) = i_{Lr}(t) \quad (A.2)$$

A partir das equações (A.1) e (A.2) e com  $C1 = C2$ , chega-se a:

$$i_{C1}(t) = - i_{C2}(t) \quad (A.3)$$

$$i_{C1}(t) = \frac{i_{Lr}(t)}{2} \quad (A.4)$$

A equação diferencial associada do circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d i_{Lr}^2(t)}{dt} + \omega_{ca}^2 \cdot i_{Lr}(t) = 0 \quad (A.5)$$

$$\text{onde: } \omega_{ca} = \frac{1}{\sqrt{2 C1.Lr}} \quad (A.6)$$

A partir de (A.4) e (A.5) chega-se às equações que descrevem o comportamento da tensão  $v_{C1}(t)$  e da corrente  $i_{Lr}(t)$  durante a comutação, que são:

$$v_{C1}(t) = V_s \cdot \cos \omega_{ca} t + I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{2C1}} \sin \omega_{ca} t - V_s \quad (A.7)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{2C1}} i_{Lr}(t) = -V_s \cdot \sin \omega_{ca} t + I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{2C1}} \cos \omega_{ca} t \quad (A.8)$$

A impedância característica da comutação é dada por:

$$Z_{ca} = \sqrt{\frac{L_r}{2C_1}} \quad (A.9)$$

Definindo  $\beta$  como:

$$\beta = \frac{Z_{ca}}{Z_o} = \frac{\omega_{ca}}{\omega_o} = \sqrt{\frac{C_r}{2C_1}} \quad (A.10)$$

e considerando que a corrente ressonante normalizada é dada por:

$$\overline{i}_{Lr}(t) = \frac{Z_o \cdot i_{Lr}(t)}{V_s/2} \quad (A.11)$$

As equações (A.7) e (A.8) normalizadas ficam da seguinte forma:

$$\overline{v}_{C1}(t) = q \cdot \cos(\beta \omega_o t) + \beta \overline{I}_{L2} \cdot \sin(\beta \omega_o t) - q \quad (A.12)$$

$$\beta \cdot \overline{i}_{Lr}(t) = -q \cdot \sin(\beta \omega_o t) + \beta \overline{I}_{L2} \cdot \cos(\beta \omega_o t) \quad (A.13)$$

O término desta etapa ocorre em  $t_3$  quando  $\overline{v}_{C1}(t_3) = 2$  e  $\overline{i}_{Lr}(t_3) = \overline{I}_{L3}$ .

Plano de Fase:

A partir das equações (A.12) e (A.13) chega-se ao plano de fase desta etapa, é mostrado na Fig.A1, onde:

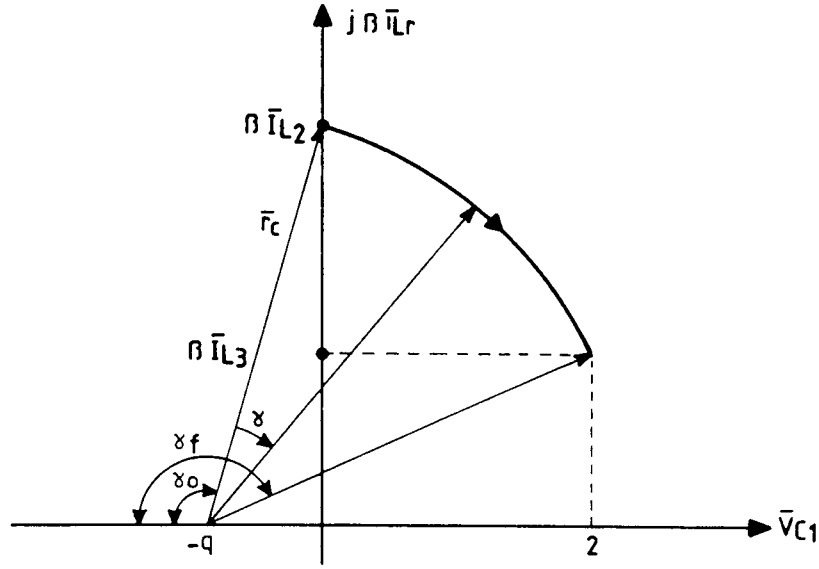


Fig.A1: Plano de fase da Comutação.

$$\text{Raio da trajetória: } \overline{r_c}^2 = q^2 + \left( \beta \overline{I_{L2}} \right)^2 \quad (\text{A.14})$$

$$\text{Ângulo inicial: } \gamma_0 = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{q}{\overline{r_c}} \right) \quad (\text{A.15})$$

$$\text{Ângulo final: } \gamma_f = \pi - \cos^{-1} \left( \frac{2+q}{\overline{r_c}} \right) \quad (\text{A.16})$$

$$\text{Duração da etapa: } \gamma_f - \gamma_0 = \beta \cdot \omega_o (t_3 - t_2) = \cos^{-1} \left( \frac{q}{\overline{r_c}} \right) - \cos^{-1} \left( \frac{2+q}{\overline{r_c}} \right) \quad (\text{A.17})$$

$$\text{Corrente no final da etapa: } \overline{I_{L3}} = \frac{1}{\beta} \sqrt{\overline{r_c}^2 - (2+q)^2} \quad (\text{A.18})$$

Integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$  e  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ :

A equação diferencial associada ao circuito equivalente desta etapa é a

seguinte:

$$C_1 \cdot \frac{d v_{C_1}(t)}{dt} = \frac{i_{Lr}(t)}{2} \quad (A.19)$$

que normalizada, torna-se:

$$\beta \overline{i_{Lr}}(t) = \frac{1}{\beta \omega_o} \cdot \frac{d \overline{v_{C_1}}(t)}{dt} \quad (A.20)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}(t)$ , resulta:

$$\omega_o \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \frac{2}{\beta^2} \quad (A.21)$$

A partir do plano de fase verifica-se que a corrente  $\beta \overline{i_{Lr}}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\beta \overline{i_{Lr}}(t) = \overline{r_c} \cdot \text{sen}(\gamma + \gamma_o) \quad (A.22)$$

$$\text{onde: } \gamma = \beta \omega_o t \quad (A.23)$$

Fazendo a integração de  $\omega_o \cdot \overline{i_{Lr}}^2(t)$ , resulta em:

$$\omega_o \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}^2(t) dt = \frac{\overline{r_c}^2}{2\beta^2} (\gamma_f - \gamma_o) - \frac{1}{2\beta} \left( q \cdot \overline{I_{L2}} - (2+q) \cdot \overline{I_{L3}} \right) \quad (A.24)$$

## APÊNDICE B

ANÁLISE DA COMUTAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO NO CAPÍTULO IV OPERANDO NO MODO CONTÍNUO II, QUANDO AS CAPACITÂNCIAS INTRÍNSECAS DAS CHAVES SÃO DA MESMA ORDEM DE GRANDEZA DA CAPACITÂNCIA RESSONANTE.

Nesta condição, deve-se considerar o intervalo de tempo devido à evolução ressonante entre os capacitores intrínsecos das chaves, o capacitor ressonante e o indutor ressonante.

Equações:

Condições iniciais:  $\overline{v_{Cr}}(t) = \overline{V}_1$ ,  $\overline{v_{Cl}}(t) = 0$  e  $\overline{i_{Lr}}(t) = \overline{I}_{L1}$

A partir do circuito equivalente mostrado na Fig.4.6, e com  $C1 = C2$  chega-se às seguintes equações:

$$v_{C1}(t) + v_{C2}(t) = V_s \quad (B.1)$$

$$i_{C1}(t) - i_{C2}(t) = i_{Lr}(t) \quad (B.2)$$

Das equações (B.1) e (B.2), e com  $C1 = C2$  chega-se a:

$$i_{C1}(t) = - i_{C2}(t) \quad (B.3)$$

$$i_{C1}(t) = \frac{i_{Lr}(t)}{2} \quad (B.4)$$

A equação diferencial associada ao circuito equivalente desta etapa é a seguinte:

$$\frac{d^2 i_{Lr}(t)}{dt^2} + \omega_c^2 i_{Lr}(t) = 0 \quad (B.5)$$

onde:

$$\omega_{cb} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{eq}}} \quad (B.6)$$

$$C_{eq} = \frac{2C1 \cdot Cr}{C1 + Cr} \quad (B.7)$$

A partir de (B.4) e (B.5), podem-se obter as equações que descrevem o comportamento de  $i_{Lr}(t)$ ,  $v_{Cr}(t)$  e  $v_{Cl}(t)$  durante a comutação, como a seguir:

$$\sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot i_{Lr}(t) = \left( V_s/2 - E - V_l \right) \text{sen } \omega_{cb} t + I_{Ll} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot \cos \omega_{cb} t \quad (B.8)$$

$$\begin{aligned} v_{Cr}(t) = & - \frac{Ceq}{Cr} \cdot \left( V_s/2 - E - V_l \right) \cdot \cos \omega_{cb} t + \frac{Ceq}{Cr} \cdot I_{Ll} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot \text{sen } \omega_{cb} t + \\ & + \frac{Ceq}{Cr} \cdot \left( V_s/2 - E - V_l \cdot \left( 1 - \frac{Cr}{Ceq} \right) \right) \end{aligned} \quad (B.9)$$

$$\begin{aligned} v_{Cl}(t) = & - \frac{Ceq}{2C_l} \left( V_s/2 - E - V_l \right) \cdot \cos \omega_{cb} t + \frac{Ceq}{Cr} \cdot I_{Ll} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot \text{sen } \omega_{cb} t + \\ & + \frac{Ceq}{2C_l} \cdot \left( V_s/2 - E - V_l \right) \end{aligned} \quad (B.10)$$

A impedância característica desta etapa é dada por:

$$Z_{cb} = \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \quad (B.11)$$

As relações abaixo se verificam:

$$\frac{Z_{cb}}{Z_o} = \frac{\omega_c}{\omega_0} = \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} = \sqrt{1 + \beta^2} \quad (B.12)$$

$$\text{onde: } \beta = \sqrt{\frac{Cr}{2C_l}} \quad (B.13)$$

A corrente ressonante normalizada é dada por:

$$\bar{i}_{Lr}(t) = \frac{Z_o \cdot i_{Lr}(t)}{V_s/2} \quad (B.14)$$

Com isto, as equações (B.8) (B.9) e (B.10) podem ser normalizadas da seguinte forma:



$$\begin{aligned}\sqrt{1+\beta^2} \cdot \overline{i}_{Lr}(t) &= \left(1 - q - \overline{V}_1\right) \cdot \text{sen} \left(\sqrt{1+\beta^2} \cdot \omega_0 t\right) + \\ &\quad \sqrt{1+\beta^2} \cdot \overline{i}_{L1} \cdot \cos \left(\sqrt{1+\beta^2} \cdot \omega_0 t\right)\end{aligned}\quad (\text{B.15})$$

$$\begin{aligned}(1 + \beta^2) \cdot \overline{v}_{Cr}(t) &= - \left(1 - q - \overline{V}_1\right) \cdot \cos \left(\sqrt{1+\beta^2} \cdot \omega_0 t\right) + \\ &\quad \sqrt{1+\beta^2} \cdot \overline{i}_{L1} \cdot \text{sen} \left(\sqrt{1+\beta^2} \cdot \omega_0 t\right) + \left(1 - q + \beta^2 \cdot \overline{V}_1\right)\end{aligned}\quad (\text{B.16})$$

$$\begin{aligned}\left(1 + 1/\beta^2\right) \overline{v}_{C1}(t) &= - \left(1 - q - \overline{V}_1\right) \cdot \cos \left(\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \omega_0 t\right) + \\ &\quad \sqrt{1 + \beta^2} \cdot \overline{i}_{L1} \cdot \text{sen} \left(\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \omega_0 t\right) + \left(1 - q - \overline{V}_1\right)\end{aligned}\quad (\text{B.17})$$

O término desta etapa ocorre em  $t_2$  quando:  $\overline{v}_{C1}(t_2) = 2$ ,  $\overline{i}_{Lr}(t_2) = \overline{i}_{L2}$  e  $\overline{v}_{Cr}(t_2) = \overline{V}_2$ .

Plano de Fase:

A partir das equações (B.15) (B.16) e (B.17) chega-se aos planos de fase desta etapa, que é mostrado na Fig.B1, onde:

Raio da trajetória:

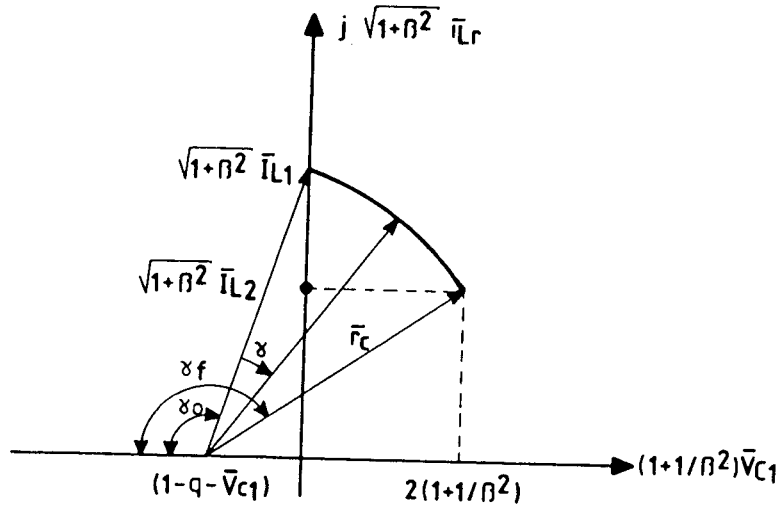
$$\overline{r}_c^2 = \left(1 - q - \overline{V}_1\right)^2 + \left(\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \overline{i}_{L1}\right)^2 \quad (\text{B.18})$$

Ângulo inicial:

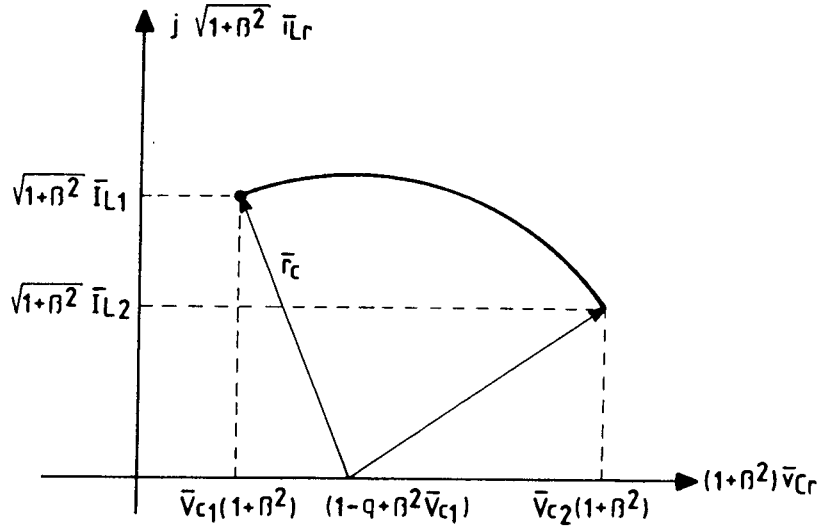
$$\gamma_0 = \Pi - \cos^{-1} \left( \frac{1 - q - \overline{V}_1}{\overline{r}_c} \right) \quad (\text{B.19})$$

Ângulo final:

$$\gamma_f = \Pi - \cos^{-1} \left( \frac{1 + q + \overline{V}_1 + 2/\beta^2}{\overline{r}_c} \right) \quad (\text{B.20})$$



(a)



(b)

Fig.B1 - Plano de Fase da Comutação: (a)  $\bar{v}_{C1} \times \bar{i}_{LR}$  e (b)  $\bar{v}_{Cr}(t) \times \bar{i}_{Lr}(t)$ .

Duração da Etapa:

$$\gamma_f - \gamma_0 = \sqrt{1 + \beta^2} \cdot \omega_0 (t_2 - t_1) = \cos^{-1} \left( \frac{1 - q - \bar{V}_1}{\bar{r}_c} \right) -$$

$$- \cos^{-1} \left( \frac{1 + q + \bar{V}_1 + 2/\beta^2}{\bar{r}_c} \right) \quad (B.21)$$

Corrente no Final da Etapa:

$$\overline{I}_{L2}^2 = \frac{\overline{r}_c^2 - (1 + q + \overline{V}_1 + 2/\beta^2)}{(1 + \beta^2)^2} \quad (\text{B.22})$$

Tensão no Final da Etapa:

$$\overline{V}_2 = \frac{2}{\beta^2} + \overline{V}_1 \quad (\text{B.23})$$

Integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  e  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}^2(t)$ :

A equação diferencial associada ao circuito equivalente desta etapa, com relação a  $v_{C1}(t)$  é a seguinte:

$$C1 \frac{d v_{C1}(t)}{dt} = \frac{i_{Lr}(t)}{2} \quad (\text{B.24})$$

que normalizada, torna-se:

$$\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \overline{i}_{Lr}(t) = \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \omega_0} \cdot \frac{d (1 + \beta^2) \cdot \overline{v}_{C1}(t)}{dt} \quad (\text{B.25})$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$ , resulta:

$$\omega_0 \cdot \int_{t_1}^{t_2} \overline{i}_{Lr}(t) dt = \frac{2}{\beta^2} \quad (\text{B.26})$$

A partir do plano de fase da Fig.B1.a verifica-se que a corrente  $\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \overline{i}_{Lr}(t)$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$\sqrt{1 + \beta^2} \cdot \overline{i}_{Lr}(t) = \overline{r}_c \cdot \text{sen}(\gamma + \gamma_0) \quad (\text{B.27})$$

onde:

$$\gamma = \sqrt{1 + \beta^2} \cdot \omega_0 t \quad (\text{B.28})$$

Fazendo a integração de  $\omega_0 \cdot \bar{i}_{Lr}^{-2}(t)$ , resulta:

$$\begin{aligned} \omega_0 \cdot \int_{t_1}^{t_2} \bar{i}_{Lr}^{-2}(t) dt &= \frac{\bar{r}_c^{-2}}{2(1 + \beta^2)} \cdot (\gamma_f - \gamma_0) + \\ &+ \frac{1}{2\sqrt{1 + \beta^2}} \cdot \left[ \bar{i}_{L2} \cdot \left( 1 + q + \bar{V}_1 + 2/\beta^2 \right) - \bar{i}_{L1} \cdot \left( 1 - q - \bar{V}_1 \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$